radioelektronik

6 '82

miesięcznik
elektroników
radioamatorów
i krótkofalowców

WYDAWNICTWO NOT SIGMA

PL ISSN 0137-6802

ogłoszenia

Mikrofonowe przystawki do akordeonów. Producent: Mechanika Precyzyjna, ul. Cyprysowa 13/15, 91-365 Łódź. EO/4/K/82

„PMS elektronik" projektuje i wykonuje zamówienie, w oparciu o najnowsze technologie, elektroniczną kontrolno-pomiarową: multimetry, falomierze, generatory itp. oraz specjalistyczny sprzęt elektroniczny z zakresu automatyki i sterowania. „PMS elektronik" ul. Legionowa 23, 00-343 Warszawa. EO/620/K/81

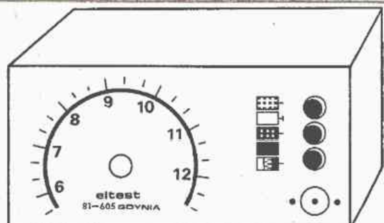
Efekty elektroniczne oraz wzmacniacze do gitar, oryginalne zestawy do gitary basowej, aparatury wokalowe, kompletne nagłośnienia oferuje: „ELEKTRONIKA MUZYCZNA" – inż. Jerzy Wroński, ul. Przybyszewskiego 113, PL 93-110 Łódź, tel. 497-18. Zainteresowanym wysyłamy informatory. EO/738/K/81

Mikrofonowe wkładki krystaliczne – 200 zł/szt. – wysyła za pobraniem Zakład Elektromechaniczny, ul. Nawrot 45, 90-014 Łódź. EO/2/K/82

Sprzęt kontrolno-pomiarowy, analogowe linie opóźniające, sprężyny pogłosowe, ciekawe pomysły, technologie kupię. Poszukuję producen- akcesoriów muzycznych i elektronicznych. [illegible] mino, ul. PCK 8, 35-060 Rzeszów, tel. 344-5[illegible] EO/228/K/82

Głośniki do kolumn 60 W (komplet) oraz mniejsze – sprzedam. Tel. 33-17-71, Warszawa, Braci Załuskich 3a m 63. EO/255/K/82

Kupię lampy Nixie o dużych cyfrach ew. LC531 6 sztuk lub więcej, kwarce 1 MHz i 100 kHz, układ scalony μA 723, tranzystor 2N3055. Tadeusz Sekura, ul. Jutrzenki 31 m 87, 43-300 Bielsko-Biała. EO/254/K/82



GENERATOR TV OBRAZÓW
biała krata-kropki-gradacja-biel-tło
cena: 8000 zł

Dostarczany także w zestawach do montażu.
Ceny zestawów: 2000 zł i 3200 zł.
Szczegóły w prospektach i w nrze 2/81 „Re"

GENERATORY do lokalizacji uszkodzeń
VIDEO-TEST telewizyjny – cena 590 zł
FONO-LUX radiowy – cena 580 zł
Szczegółowe instrukcje. Roczna gwarancja.
Dostawa pocztą. Płatne przy odbiorze.
ELTEST 81-605 Gdynia, ul. Słoneczna 64
EO/3/K/82



Radioelektronik

WRZESIEŃ 1982 ● ROCZNIK XXXIII (40)

6'82

Z KRAJU i ZE ŚWIATA 1

TECHNIKA RiTV

Magnetowidy powszechnego użytku – Marek Janus 3

ELEKTROAKUSTYKA

Wzmacniacz 40 W o małych zniekształceniach – Urszula Klapczyńska 8

Dyskotekowy układ iluminacyjny – Grzegorz Wodzinowski 11

PRZEGLĄD SCHEMATÓW

Kasetowy magnetofon stereofoniczny Hi-Fi typ MSH-101 15

PODZESPOŁY ELEKTRONICZNE

SAB0600 – trójtonowy gong elektroniczny 20

MIERNICTWO ELEKTRONICZNE

Elektroniczny woltomierz analogowy VA105 – Adam Kowalczyk 22

Elektroniczny pomiar temperatury – Mieczysław Kręciejewski . . . . . . okł. III

RADIOAMATORSTWO W LOK

Rejonowe Zawody Sprawnościowe Radiotelegrafistów – Marian Marciniewicz-SP8LZC 25

ELEKTRONIKA DOMOWA

Termometr pokojowy ze skalą diodową – Zdzisław Tkaczyk 26

PRZEGLĄD WYDAWNICTW 26

KRÓTKOFALOWIEC POLSKI 27

RADIOKOMUNIKACJA

Automatyczny klucz telegraficzny z pamięcią jednego znaku – Andrzej Łobzowski-SP5DDF . . 30

WYDAWNICTWO
NACZELNA ORGANIZACJA TECHNICZNA
CZASOPISM I KSIĄŻEK TECHNICZNYCH
SIGMA
ul. Świętokrzyska 14a
00-950 Warszawa
skrytka pocztowa 1004

Adres Redakcji: ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa
Telefon: 25-29-85

KOLEGIUM REDAKCYJNE: red. nacz. – prof. dr inż. Andrzej Sowiński; **z-ca red. nacz.** – inż. Janusz Justat; **sekretarz redakcji** – Eugenia Grudzińska; **redaktorzy działowi:** dr inż. Jerzy Auerbach, inż. Zenon Budynek, dr inż. Zbigniew Kulka, inż. Jerzy Węglewski – SP5WW, doc. mgr inż. Aleksander Witort.
Przedstawiciel ZG LOK – ppłk Walerian Sadło
Redaktor techniczny – Henryk Wieczorek
Okładkę projektował – Witold Rębkowski

Artykułów nie zamówionych redakcja nie zwraca.
Redakcja zastrzega sobie prawo dokonywania skrótów nadsyłanych materiałów.

Prenumeratę na kraj przyjmują Oddziały RSW „Prasa-Książka-Ruch" od instytucji, organizacji społeczno-politycznych, jednostek gospodarki uspołecznionej i innych zakładów pracy zlokalizowanych w miastach – uzgadniając sposób dostawy lub odbioru zamówionej prasy; dotychczasowi prenumeratorzy indywidualni w miastach mogą zamawiać czasopisma przez macierzyste zakłady pracy. Zamówienia zbiorowe, wraz z załączonymi (do wglądu) dowodami wpłaty prenumeraty pocztowej na rok 1981, należy złożyć we właściwym terytorialnie oddziale RSW obsługującym dany zakład pracy w tzw. prenumeracie instytucjonalnej; urzędy pocztowe na wsi i wiejscy doręczyciele od instytucji i zakładów pracy zlokalizowanych na terenie wiejskim oraz od osób fizycznych mieszkających na tych terenach.
Prenumeratę ze zleceniem wysyłki za granicę przyjmuje Centrala Kolportażu Prasy i Wydawnictw, ul. Towarowa 28, 00-958 Warszawa, konto NBP XV O/M Warszawa, nr 1153-201045-139-11. Prenumerata ze zleceniem wysyłki za granicę jest droższa od prenumeraty krajowej o 50% dla zleceniodawców indywidualnych i o 100% dla instytucji i zakładów pracy.
Przedpłaty przyjmowane są w terminach: do 25 listopada – na rok następny, I kwartał i I półrocze; do 10 marca – na II kwartał; do 10 czerwca – na III kwartał i II półrocze; do 10 września – na IV kwartał.
Cena prenumeraty: rocznej 360 zł, półrocznej 180 zł, kwartalnej 90 zł.
OGŁOSZENIA. Zamówienia na ogłoszenia przyjmuje i udziela informacji Biuro Zleconej Informacji Naukowo-Technicznej i Reklamy – WCT NOT SIGMA, ul. Świętokrzyska 14a, 00-043 Warszawa, tel. 26-67-17, 27-16-34 w godz. 10.30–13.30. **Za treść ogłoszeń redakcja nie odpowiada.**

Druk: Zakłady Graficzne „Dom Słowa Polskiego" w Warszawie. Zam. 2994/CD. Nakład 200 000 egz. Ark. druk. 4,5. Skład techniką Linotron 505TC. Cena zł 30. Numer zamknięto 30.VII.1982 r. Z-30.

■ Zakłady Wytwórcze Magnetofonów ZWM w Lubartowie we współpracy z czechosłowacką firmą TESLA i przy udziale projektantów z COBRESPU* skonstruowały i dostarczyły na ry[illegible] **przenośny radiomagnetofon RMS 801 DARIA**, który zawiera dwa wbudowane głośniki i mikrofony oraz pracuje z układem rozszerzania efektu stereofonicznego. Poziom nagrywania jest regulowany automatycznie. Moc wyjściowa 2×1,6 W (bateria) lub 2×1 W (sieć), ciężar 3,4 kg bez baterii. Podstawowe parametry magnetofonu są następujące: nierównomierność przesuwu taśmy – poniżej 0,35%, charakterystyka częstotliwości – dla taśm żelazowych 63...8000 Hz, dla chromowych 63...10 000 Hz; odstęp od zakłóceń – odpowiednio 48 dB i 50 dB; prąd poboru silnika: w położeniu „start" – do 110 mA, przy przewijaniu – 210...230 mA, przy zapisie – 130 mA. Część radioodbiorcza, zawierająca cztery zakresy fal (dł, śr, kr, UKF), ma charakter konwencjonalny i odpowiada wymaganiom stawianym sprzętowi turystycznemu.

■ Angielskie przedsiębiorstwo konsultingowe Inbucon wydało pierwszy **raport na temat stanu robotów przemysłowych** w Japonii, USA i W. Brytanii, przeznaczony dla menedżerów. W. Brytania znajduje się na 5 miejscu w tej dziedzinie, podwoiła liczbę robotów w ciągu ostatnich 3 lat i obecnie przewiduje ich wzrost o 35% rocznie. Mimo, iż roboty zrodziły się w USA, więcej niż 50% obecnej ich liczby w świecie pracuje w Japonii. Najbardziej zaawansowane prace w dziedzinie „robotyki" dotyczą projektów nad „robotami o wysokiej inteligencji". W W. Brytanii przeciw wprowadzeniu robotów występują związki zawodowe. Przywódcy przemysłowi określają stanowisko związków jako „sabotaż przyszłości kraju". Rząd brytyjski przydzielił odpowiednie środki finansowe i gromadzi ekspertów dla ułatwienia „robotyzacji" przemysłu.

■ **Japońska firma Mitsubishi Electric Corp.** dostarczyła na rynek miniaturowego robota o wysokości 25 cm, który wprawdzie wygląda jak zabawka, lecz pomyślany jest jako pomoc w szkoleniu specjalistów. Można na nim nauczyć się programowania robotów oraz poznać wykonywane przez nie funkcje, dzięki czemu urządzenie służy zarówno do celów praktycznych jak też jest kupowane przez hobbystów. Robot o nazwie „Move Master", którego cena wynosi 1600 dol., jest sterowany za pomocą komputera osobistego typu Apple. Firma przewiduje opracowanie dodatkowego komputera za 3700 dol., którego zadaniem będzie pomoc w rozbudowie programu.

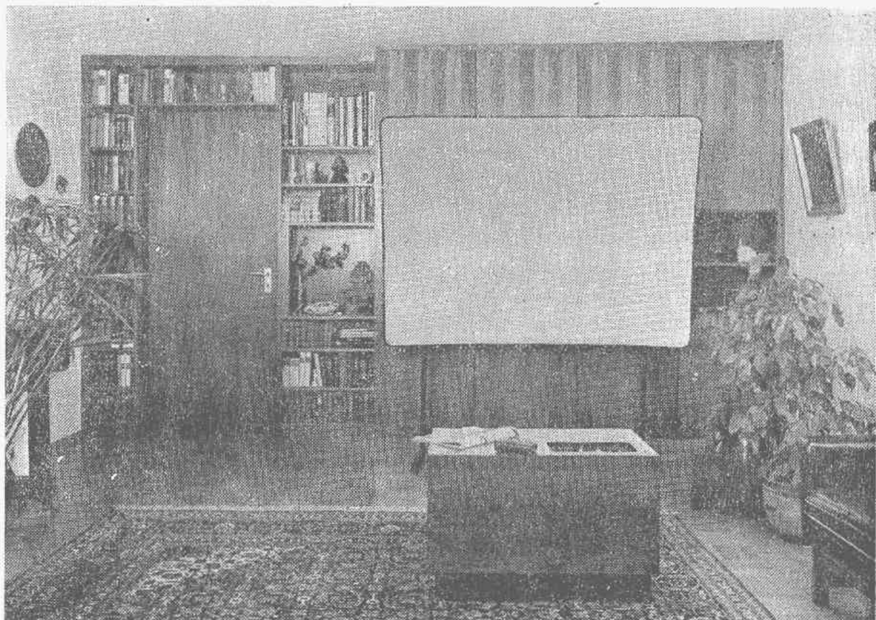
Mimo, iż „Move Master" mierzy 25 cm i waży tylko 8 kg, ma 5 osi obrotu jak większość normalnowymiarowych robotów przemysłowych ogólnego przeznaczenia, używanych w liniach produkcyjnych. Wbudowana w nim „inteligencja" przekracza możliwości większości zainstalowanych robotów przemysłowych. Dla obniżenia kosztów robota szkoleniowego, zastosowano w nim silnik krokowy ze sprzężeniem kontrolowanym za pomocą otwartej pętli w miejsce precyzyjnego serwomotoru z elektronicznym sprzężeniem zwrotnym. Taka konstrukcja umożliwia osiągnięcie stosunkowo dużej dokładności przy obciążeniu przedmiotem o masie nie przekraczającej 500 g. Przy obrocie sterowanym, wynoszącym 0,2° na 1 impuls, uzyskuje się powtarzalność pozycji w granicach 1 mm. Firma Mitsubishi pracuje nad trzykrotną poprawą powtarzalności.

„Move Master" ma zginane ramię, które zawiera przeguby: ramienny, łokciowy i nadgarstkowy oraz chwytak pazurowy. Całkowita długość wysięgnika, licząc od podstawy, wynosi 645 mm. Zaleca się zastosowanie robota wszędzie tam, gdzie nie jest wymagana ani wielka precyzja ani zbyt duże naprężenie.

„Inteligencja" robota opiera się na mikroprocesorze Z80 z 16-kbajtową pamięcią ROM oraz 8-kbajtową pamięcią RAM. W pamięci ROM utrwalony jest program autodiagnostyczny, który umożliwia zobrazować wyniki badań na monitorze.

■ Firma Schaube-Lorenz, filia ITT, opracowała nowy **projektor telewizyjny**, którego jakość o klasę przewyższa dotychczasowe systemy. Decydującym elementem nowego projektora są lampy projekcyjne, których wydajność świetlna umożliwia uzyskanie obrazu o przekątnej 2 m i więcej (fot. niżej). Projekcja telewizyjna została wzbogacona stereofoniczną reprodukcją dźwięków. Nowe lampy są zbudowane w oparciu o zasadę teleskopu lustrzanego stosowanego w astronomii. Cały system optyczny stanowi przy tym część integralną lampy, co podniosło precyzję optyczną odtwarzanego obrazu. Część stereofoniczna zawiera dwie kolumny głośnikowe 15 W i elektroniczny układ poszerzania bazy.

■ Firma Weitek (USA) wyprodukowała **jednochipowy układ scalony WTV008** do niezależnego od rozkazodawcy rozpoznawania głosu. Układ błyskawicznie identyfikuje słowa i zdania do ośmiu słów. Błąd identyfikacji wynosi mniej niż 10% w odniesieniu do 90% populacji. WTV008 składa się z cyfrowego procesora oraz analogowego wejścia przekształcającego sygnały pochodzące z mikrofonu. Zidentyfi-



** Centralny Ośrodek Badawczo-Rozwojowy Elektronicznego Sprzętu Powszechnego Użytku*

kowane sygnały, zakodowane binarnie, ujawniają się na wyjściu w postaci liczby w systemie dziesiętnym. Potwierdzenie identyfikacji przez układ jest sygnalizowane mrugnięciem świetlnym. Identyfikacja następuje w czasie rzeczywistym, a długość przekazanej dyspozycji zależy tylko od pojemności pamięci układu.
Producent oferuje możliwość zakodowania w ROM odpowiedniego słownika wg potrzeb użytkownika, zawierającego do 16 słów lub zdań 8-wyrazowych. Urządzenie jest przeznaczone do sterowania głosem (określonymi rozkazami) sprzętu domowego i przemysłowego, takiego jak: gry, zabawki, modele kontrolowane zdalnie i do wielu innych zastosowań.
Układ scalony WTV008 w obudowie z 28 końcówkami może pracować w temperaturze od 0°C do 75°C. Przy sprzedaży hurtowej cena 1 egz. wynosi mniej niż 10 dol.

■ W Ośrodku Badawczym Compagnie Générale d Eléctricité w Marcoussis (Francja) skonstruowano urządzenie oparte na laserze gazowym (dwutlenek węgla) służące **do wykrywania na odległość gazów zanieczyszczających przestrzeń.** Przeznaczone początkowo dla celów wojskowych urządzenie pracuje na zasadzie pomiaru różnicowego, mianowicie: źródło wysyła w przestrzeń szereg strumieni laserowych o różnych długościach fali w kierunku naturalnego przedmiotu (np. drzewa), które służy w charakterze retrodyfuzora. Na podstawie stopnia absorbcji w powietrzu poszczególnych odbitych promieni określa się, przez porównanie z jednym podstawowym strumieniem laserowym, który służy jako baza odniesienia, rodzaj gazu, przez jaki promienie musiały się przebijać.

■ Z dniem 1.01.1982 r. został wprowadzony w życie **międzynarodowy system certyfikacji jakości podzespołów elektronicznych** znany jako IECQ (International Electrotechnical Commission Quality Assessment System). Do systemu należy 21 państw. W każdym państwie wyznaczono niezależne od przemysłu laboratorium atestacyjne, zaaprobowane przez komisję międzynarodową, którego zadaniem jest kontrola typu podzespołów zgłaszanych przez producentów i wydawanie certyfikatu jakości. W ten sposób uzyskuje się porównywalną jakość podzespołów we wszystkich państwach. Certyfikat służy jako dokument ułatwiający handel międzynarodowy w elektronice, zmniejszając ryzyko nabycia podzespołów niewłaściwej jakości. Ocenia się, że badania atestacyjne mogą objąć produkcję o łącznej wartości 40 mld dolarów, z czego w samych USA 26 mld dol., tj. całą pulę eksportową tego kraju.

■ Międzynarodowy Radiowy Komitet Doradczy (CCIR), organ Międzynarodowej Unii Telekomunikacyjnej (ITU) opracował **projekt normy na system telewizji cyfrowej.** Projekt ten ma być przyjęty na posiedzeniu plenarnym komitetu w 1982 r. Dzięki wprowadzeniu dygitalizacji istnieją więc szanse na zlikwidowanie wielu standardów, które rozwinęły się w świecie w telewizji analogowej i ujednolicenie systemów. Norma dotyczy jednolitej modulacji impulsowo-kodowej sygnałów telewizyjnych z dokładnością do 8 bitów, podobnie jak to ma miejsce w cyfrowej komunikacji telefonicznej. W pierwszym etapie norma obejmie wyłącznie urządzenia studyjne, a nie obejmie linii przesyłowych ani odbiorników.

■ Filia Texas Instruments (TI) we Francji wyprodukowała **serię próbną jednochipowego procesora** do przetwarzania sygnałów wizji i zobrazowania ich na ekranie, przeznaczonego dla francuskiego systemu teletekstowego „Antiope". Produkcja tego chipu, zbudowanego w technologii n-MOS, zawierającego 11 tys. tranzystorów, rozpocznie się w 1983 r. System Antiope składa się z trzech chipów; ostatni z nich jest sterowany 8-bitowym mikrokomputerem 7040 również produkcji TI. Przedstawiciele firmy twierdzą, że cały komplet jest kompatybilny z nowym europejskim systemem teletekstowym, tzw. alfa-mozaikowym, jak również z wysokiej jakości systemem rozwijanym obecnie w USA, zwanym alfa-geometrycznym. Pierwszy przekazuje na ekran telewizora kwadraty, drugi zaś punkty.

■ Amerykańskie firmy przystąpiły do masowej produkcji **cienkowarstwowych miniaturowych oporników bez wyprowadzeń przewodowych,** przeznaczonych do automatycznego montażu płytek w urządzeniach powszechnego użytku. Technologia cienkowarstwowych oporników bazuje na doświadczeniach z produkcji układów hybrydowych. Na podkład aluminowy nanosi się cienką warstwę rezystywną, której oporność jest dokładnie dobrana automatycznie, przy użyciu strumienia laserowego. Całość pokryta ochronną warstwą szklaną jest hermetycznie zamknięta. Wymiary opornika wynoszą 1,6×3,2×0,6 mm, przy czym prowadzi się prace nad zmniejszeniem ich o połowę. W ten sposób uzyskano podzespoły o cenie porównywalnej z opornikami węglowymi, lecz o dużo lepszej niezawodności. Ocenia się, że zapotrzebowanie na tego typu oporniki wyniesie w 1985 r. 7 mld sztuk. Kształt prostokątny opornika ułatwił pracę automatów montażowych. Nowa maszyna Dyna Pert, z sześcioma głowicami poruszającymi się wzdłuż współrzędnych X–Y, może zmontować w ciągu godziny 60 tys. oporników, a jej magazynki mogą pomieścić w sposób uporządkowany 600 różnych wartości rezystancji. O precyzji mechanizmu transportowego maszyny świadczy fakt, że oporniki są przenoszone na bardzo małym odcinku, z prędkością około 160 km/godz., a następnie umieszczane dokładnie w wyznaczonym miejscu. Lutowanie jest wykonywane w sposób konwencjonalny. Oporniki dostarczane w taśmach mają tolerancję 1% i dryft temperaturowy wynoszący 100^{-6}°C.

■ **Europejska Agencja Satelitarna (ESA)** powzięła decyzję o realizacji programu o wartości 423 mln dol., dotyczącego wystrzelenia na orbitę w 1986 r. satelity L-Sat, który umożliwi bezpośredni odbiór telewizji przez odbiorniki domowe. W ten sposób w Europie Zachodniej będą istniały pod koniec lat 80-tych dwa konkurujące ze sobą systemy telewizji satelitarnej. Pierwszy z nich TV-Sat – wspólne przedsięwzięcie francusko-RFN-owskie – osiągnie pełną zdolność operacyjną już w latach 1984–1985. L-Sat jest przedsięwzięciem, które jest finansowane przez 8 krajów europejskich i Kanadę. Zostało ono zainicjowane przez Anglię i Włochy. L-Sat będzie korzystał z nowoczesnej techniki przełączania zdalnego na pokładzie satelity szeregu punktowych wiązek promieniowania, przy czym jedna z nich będzie ponadto mogła być sterowana kierunkowo. Aparatura nadawczo-odbiorcza L-Sat umożliwi bezpośredni odbiór telewizji oraz komunikację telefoniczną. Siedmiokilowatowy przekaźnik może przenosić pasmo obejmujące pięć programów telewizyjnych lub 250 kanałów telewizyjnych.

■ Japońska firma Nippon Electric Co (NEC) wprowadziła na rynek **terminal SR-100 sterowany głosem,** przeznaczony dla biur i laboratoriów. Urządzenie reagujące tylko na słowa tego samego mówcy, może rozpoznać 120 nie powiązanych ze sobą słów, służących jako rozkazy, z dokładnością 99%. Rozpoznanie zarejestrowanego słowa, które użytkownik przyswoił maszynie, trwa zaledwie 300 ms. Do rejestracji wystarcza jednorazowe wymówienie właściwego słowa, co sprowadza całą czynność rejestracji do czasu krótszego od 2 minut. Zastosowanie terminala jest uniwersalne. Może on współpracować z komputerem podręcznym, firmowym jak również służącym jako pomoc w projektowaniu. NEC zamierza urządzenia SR-100 eksportować, ponieważ język nie stanowi dla niego problemu. Terminal reaguje na taki język, jakiego nauczył go użytkownik. Cena urządzenia – 2140 dol.

Magnetowidy powszechnego użytku

mgr inż. MAREK JANUS

W ostatnich latach urządzenia powszechnego użytku zostały wzbogacone o nowy ich rodzaj – magnetowidy. W ślad za masowym rozwojem techniki „audio" również technika „video" stała się w rozwiniętych krajach codziennością.
W opracowaniach krajowych występuje niedosyt informacji, szczególnie o nowych systemach magnetowidowych. Poniższy artykuł powstał z intencją przypomnienia Czytelnikowi podstawowych pojęć z techniki zapisu wizji oraz zebrania rozproszonego materiału na temat nowych systemów.

Rozwój techniki magnetycznego zapisywania obrazu telewizyjnego nastąpił po opracowaniu w 1956 r. przez firmę Ampex metody zapisu (za pomocą wirujących głowic wizyjnych) ścieżek magnetycznych usytuowanych poprzecznie w stosunku do ruchu taśmy. Umożliwiło to ograniczenie prędkości przesuwu taśmy do 38 cm/s.

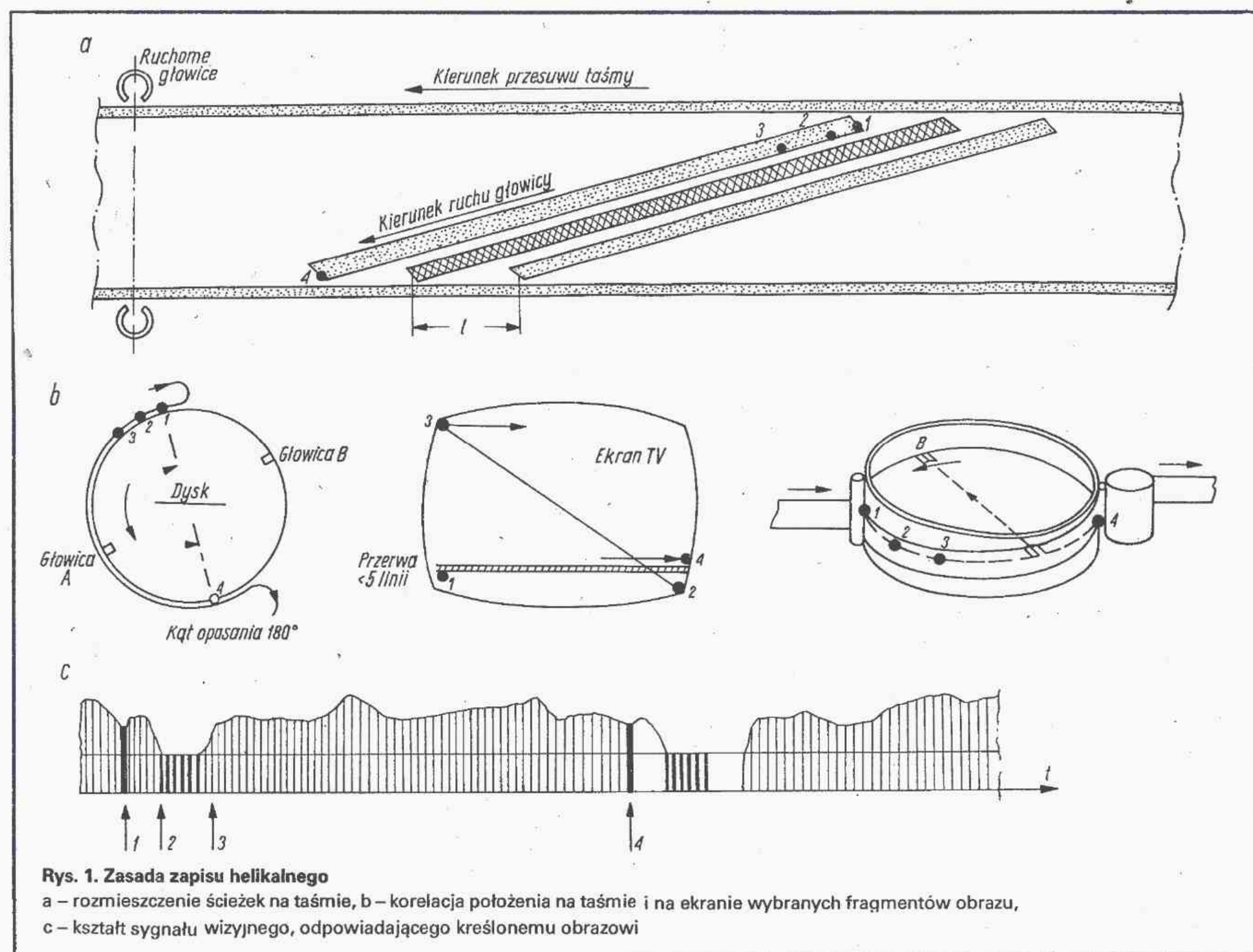
System ten stosowany powszechnie w technice studyjnej nie znalazł zastosowania w urządzeniach domowych ze względu na dużą komplikację urządzeń i znaczną cenę. Dopiero wprowadzenie przez firmę Toshiba w 1959 r. zapisu ścieżek wizyjnych ukośnie w stosunku do ruchu taśmy umożliwiło opracowanie pierwszych magnetowidów do użytku domowego. Dalsze lata przyniosły duży wzrost liczby urządzeń opartych na powyższej zasadzie tzw. zapisu helikalnego (spiralnego).

Zasada zapisu helikalnego

W metodzie tej głowica (lub głowice) kreśli ślad na powierzchni taśmy magnetycznej opasanej na walcu stanowiącym tzw. bęben wizyjny. Kąt opasania bębna przy metodzie jednogłowicowej najczęściej jest bliski 360°, przy dwugłowicowej 180°. Ze względu na występującą nieciągłość zapisywania sygnału (oddzielne, ukośne ścieżki wizyjne), zdecydowano na jednej ścieżce zapisywać jeden półobraz telewizyjny. Dzięki temu efekt towarzyszący krótkotrwałemu zakłóceniu sygnału przy przejściu głowic ze ścieżki na ścieżkę (tzw. przerwa międzyobrazowa), jest zlokalizowany w ściśle określonym miejscu na ekranie, zwykle tuż przed impulsem pionowego wygaszania.

Na rysunku 1 przedstawiono przykładowe rozmieszczenie na taśmie ścieżek wizyjnych, ścieżki fonii, rejestrowanej tak, jak w magnetofonie nieruchomą głowicą oraz ścieżki impulsów sterujących, których wykorzystanie będzie omówione później. Rysunek przedstawia także relację między położeniem na taśmie impulsu ramki zapisywanego sygnału wizyjnego oraz przerwy międzyobrazowej. Jest to przykład najbardziej rozpowszechnionego, dwugłowicowego systemu helikalnego.

Jak widać na rysunku, taśma magnetyczna jest prowadzona na powierzchni walca po linii śrubowej o skoku odpowiadającym podwójnej (w przybliżeniu) szerokości taśmy. Wirujące we-



Rys. 1. Zasada zapisu helikalnego
a – rozmieszczenie ścieżek na taśmie, b – korelacja położenia na taśmie i na ekranie wybranych fragmentów obrazu, c – kształt sygnału wizyjnego, odpowiadającego kreślonemu obrazowi

wnątrz walca (lub wraz z górną częścią walca tzw. dyskiem) głowice magnetyczne kreślą ślady odpowiadające jednemu półobrazowi telewizyjnemu. W standardach europejskich CCIR i OIRT czas trwania jednego półobrazu wynosi Tr = 20 ms. Odpowiada to częstotliwości obrotów dysku:

$$f = \frac{1}{2\,Tr} = 25\ \text{Hz}$$

(1500 obr/min). W czasie Tr taśma jest przesuwana przez mechanizm napędowy o odległość *l* dobraną m.in. z punktu widzenia uzyskania dobrego wykorzystania powierzchni taśmy.

Praktycznie wszystkie współczesne konstrukcje magnetowidów zachowują zasadę pisania jednego pełnego obrazu telewizyjnego (co odpowiada w Europie 625 liniom TV) na dwóch kolejnych śladach, różnią się natomiast tzw. geometrią zapisu, czyli rozmieszczeniem i szerokością śladów wizji, fonii i sterowania. Ta różnica powoduje kompletny brak wymienności nagrań między różnymi grupami urządzeń pojawiającymi się na rynku. Zespół parametrów charakteryzujących daną grupę nazywany jest standardem lub systemem zapisu. Krótki opis i porównanie systemów znajdzie Czytelnik na końcu artykułu.

Niezależnie jednak od standardu oraz generacji urządzeń, przyjęły się pewne zasady konstruowania, które pozostają wspólne dla wszystkich rozwiązań i wynikają z fizycznych własności sygnału telewizyjnego.

Zasada przetwarzania sygnałów

Sygnał wizyjny odpowiadający luminancji zapisywanych obrazów jest sygnałem szerokopasmowym sięgającym od 0 Hz do 6 MHz. Gdyby nawet założyć, że najwolniejsze zmiany odpowiadające zmianom tła obrazu nie będą zapisywane (częstotliwości od 0...25 Hz), to pozostałe pasmo ma rozpiętość:

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{6 \cdot 10^3}{25} = 2{,}4 \cdot 10^5$$

Oznacza to oczywiście, przy stałej prędkości zapisu niemożliwość bezpośredniego zapisu sygnału.

W praktyce stosuje się metodę zapisu sygnału nośnego zmodulowanego częstotliwościowo sygnałem wizyjnym. Daje to możliwość zapisywania całego pasma wizyjnego od 0 Hz do największych częstotliwości. Rozpiętość długości fal przy tej metodzie zwykle nie przekracza 5. Dodatkową właściwością tej metody jest możliwość eliminacji powstałej w procesie zapisu szkodliwej modulacji amplitudy za pomocą ograniczników amplitudy typowych dla modulacji FM.

Wybór częstotliwości nośnej i zakresu dewiacji jest wypadkową wielu czynników. Są to m.in.:

- **Praktyczne możliwości zapisu najkrótszych fal**

Obecnie stosowane głowice wizyjne mają długość szczeliny *d* równą ok. 1,1 μm, co przy najczęściej spotykanej prędkości zapisu Vz ok. 8,1 m/s daje 4,8 MHz.

- **Własności szumowe taśmy dla zapisu FM**
- **Możliwość interferowania oryginalnego sygnału wizyjnego z częstotliwością nośną modulatora FM**

Jako zasadę przyjmuje się, że zakres dewiacji modulatora FM leży powyżej największej częstotliwości sygnału modulującego. Umożliwia to uniknięcie zniekształceń intermodulacyjnych powstających w procesie modulacji.

Widmo sygnałów przykładowo dla systemu VCR przedstawiono na rys. 2.

Wobec tego, iż jest to zapis sygnałów o stałej amplitudzie, nie stosuje się jak przy magnetofonach prądu podkładu. Powstające w procesie zapisu nieparzyste harmoniczne nie są szkodliwe ze względu na modulację FM.

Zakres dynamiki rejestrowanych sygnałów wizyjnych jest znacznie mniejszy niż rozpiętość luminancji występujących w przyrodzie (ok. 10^3), lecz odpowiada wymaganiom telewizji programowej i zwykle nie jest gorszy niż 40 dB (rozpiętość 10^2).

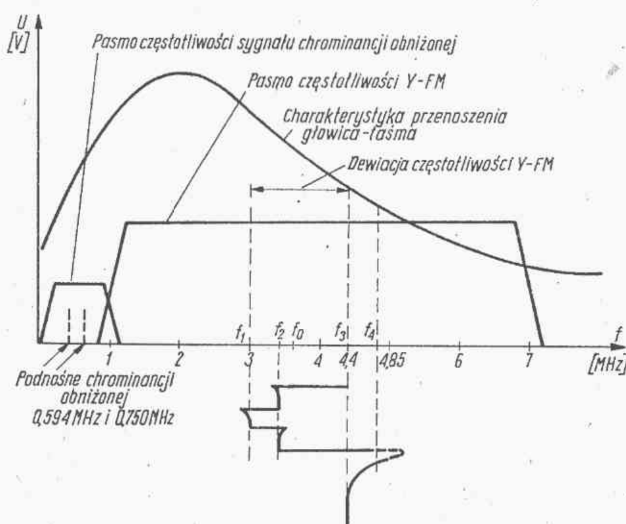
W systemach telewizji kolorowej informacja o kolorze (tzw. sygnał chrominancji) lokowana jest w górnej części widma sygnału wizyjnego powyżej 3 MHz. Takie usytuowanie uniemożliwia bezpośrednią metodę zapisu chrominancji, bowiem częstotliwości powyżej 3 MHz zajęte są przez zmodulowany sygnałem wizyjnym sygnał nośny FM. Dlatego w magnetowidach powszechnego użytku stosuje się metodę przesuwania chrominancji w zakres 0...1 MHz. Sygnał chrominancji jest przesuwany w wolny zakres widma metodą mieszania lub podziału częstotliwości. Wybór częstotliwości heterodyny przy mieszaniu jest zwykle dyktowany możliwością jej synchronizacji z częstotliwością linii sygnału (w systemie SECAM fhet. = 320 fh = 5 MHz). Proces zapisu chrominancji polega na dodaniu jej sygnału do sygnału FM i zapisaniu sumy sygnałów po wzmocnieniu, głowicami wizyjnymi. Chrominancja zapisywana jest jak dźwięk w magnetofonach (metodą magnesowania liniowego bezhisterezowego), ponieważ prąd sygnału FM stanowi podkład dla sygnału chrominancji.

Na rys. 3 przedstawiono układy blokowe torów zapisu i odczytu oraz odpowiadające im obrazy widm w poszczególnych punktach torów.

Układy serworegulacji

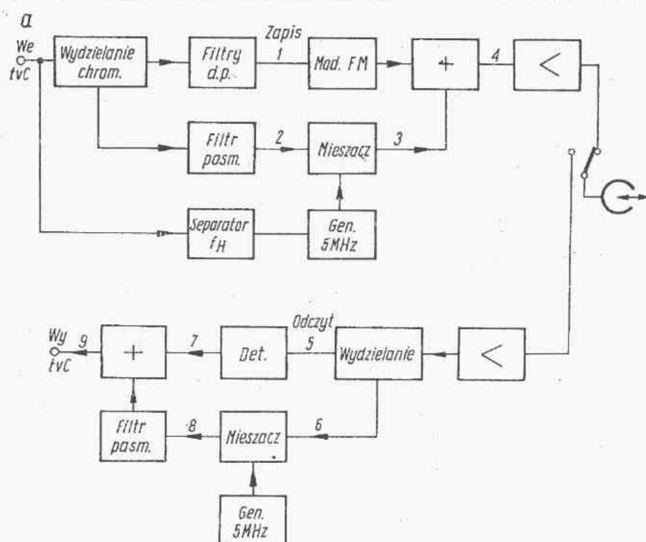
Zadaniem układów serworegulacji jest zapewnienie przy zapisie określonej geometrii zapisu, a przy odczycie możliwości dokładnego śledzenia przez głowice wizyjne uprzednio zapisanych śladów. Mechanizmy napędowe są wspomagane przez elektroniczne układy regulacyjne. Zwykle stosuje się dwa układy: układ serworegulacji obrotów dysku („serwo" dysku – rys. 4) i układ serworegulacji napędu taśmy („serwo" taśmy). „Serwo" dysku zapewnia stałe obroty oraz ściśle określone położenie głowic podczas rejestracji impulsu ramki.

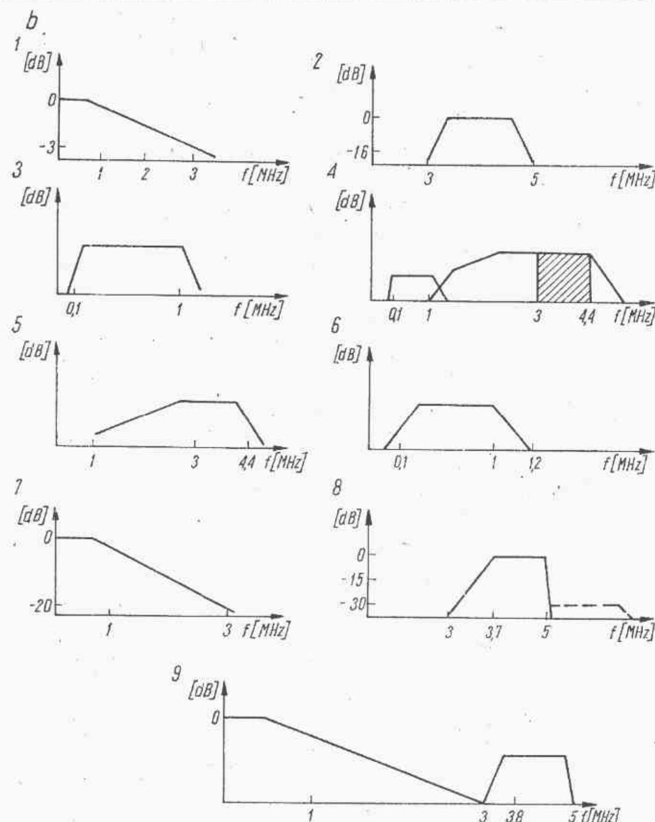
Działanie układu polega na porównaniu częstotliwości i fazy obrotów dysku ze stabilną częstotliwością odniesienia. Przy zapisie częstotliwością odniesienia jest częstotliwość ramki przychodzącego sygnału, przy odczycie stabilna częstotliwość własnego generatora lub częstotliwość sieci. Położenie dysku



Rys. 2. Widma sygnałów systemu VCR

f1 – częstotliwość odpowiadająca szczytom synchronizacji;
f2 – częstotliwość odpowiadająca czerni;
f0 – częstotliwość spoczynkowa;
f3 – częstotliwość odpowiadająca bieli;
f4 – częstotliwość odpowiadająca szczytom bieli

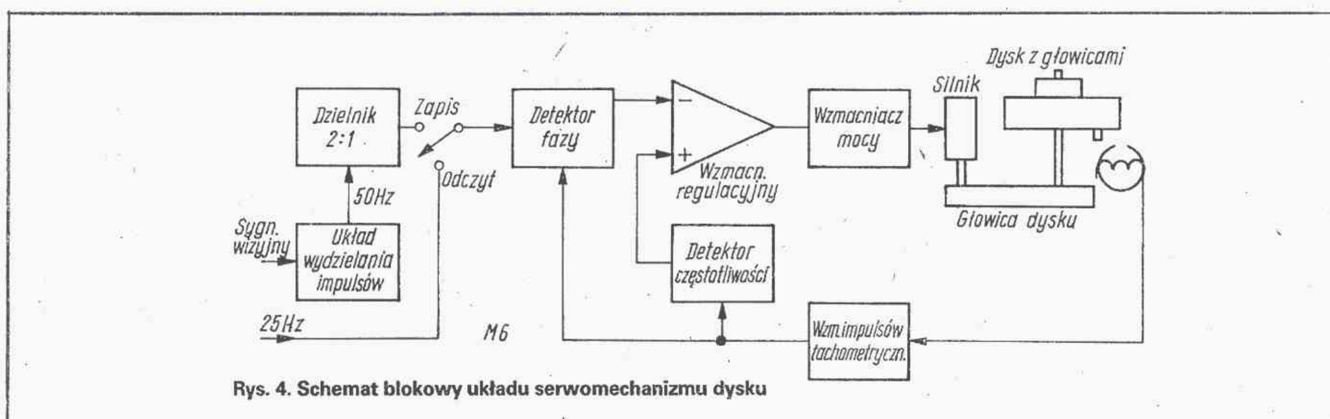




Rys. 3. Układy torów i obrazy sygnałów w poszczególnych miejscach układów

a – typowe układy torów zapisu i odczytu w magnetowidach kasetowych SECAM. Wydzielanie chrom. – układ wydzielający sygnał chrominancji. Filtr d.p. – filtr dolnoprzepustowy. „+" – sumator. Separator fH – separator impulsów odchylania poziomego;

b – pasmowe obrazy sygnałów w różnych punktach torów zapisu i odczytu, przedstawionych na rys. 2–3. Charakterystyki oznaczone 1...9 odpowiadają punktom 1...9 z rys. 3a



Rys. 4. Schemat blokowy układu serwomechanizmu dysku

określane jest układem tachometrycznym magneto- lub fotoelektrycznym. Obydwa sygnały są porównywane fazowo w dyskryminatorze fazy, a sygnał błędu po wzmocnieniu steruje silnikiem napędowym. Całość stanowi pętlę sprzężenia zwrotnego zamkniętą fazowo przez mechanizm. Jest to znany w automatyce serwomechanizm położeniowy.

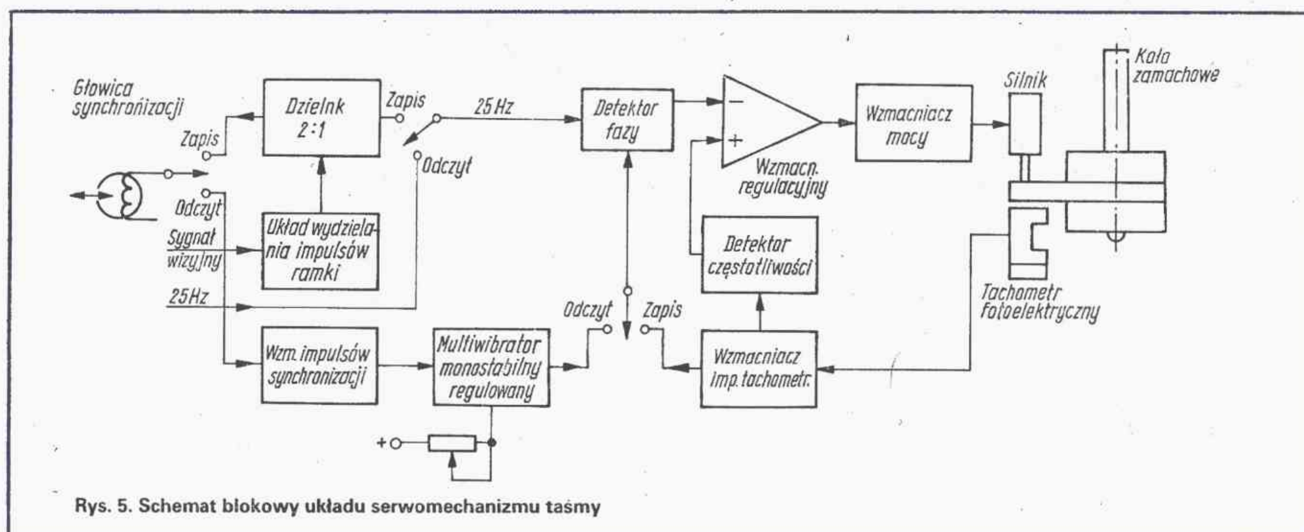
W niektórych rozwiązaniach można spotkać układy przyspieszające ustalanie obrotów przy włączeniu magnetowidu. Należą do nich tzw. układy startu lub wewnętrzne pętle z detektorami częstotliwości obrotów.

Układ „serwo" taśmy (rys. 5) przy zapisie działa podobnie jak „serwo" dysku. Zapewnia on stałą prędkość kątową wałka napędzającego taśmę; czyli stałą prędkość przesuwu taśmy. Na taśmie zapisywane są na oddzielnym śladzie impulsy sterujące. Są one wykorzystane podczas odczytu do porównania ze stabilną częstotliwością odniesienia.

Wykorzystywane w zapisie impulsy tachometryczne z koła zamachowego nie są miarodajne przy odczycie ze względu na występujące drobne różnice w mechanizmach (np. grubość wałka napędzającego) oraz na poślizg czy wydłużenie taśmy. Impulsy sterowania porównywane przy odczycie fazowo z częstotliwością wzorcową sterują napędem taśmy. Najczęściej w tym torze usytuowany jest przesuwnik fazowy, który umożliwia użytkownikowi wpływanie na chwilowe przesuwanie taśmy, tak aby głowice wizyjne dokładnie śledziły uprzednio zapisane ścieżki wizyjne. Regulacja ta umożliwia odtwarzanie nagrań z innych egzemplarzy urządzeń w tym samym systemie. W ten sposób zapewnia się wymienność nagrań.

A oto podano kilka cech głównie wpływających na wymienność nagrań.

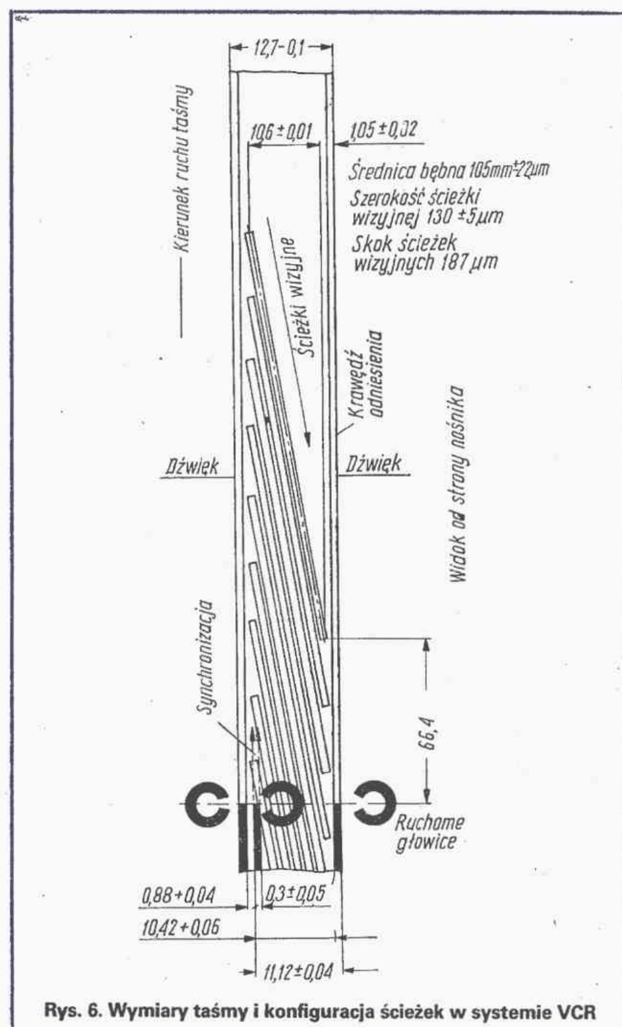
- **Właściwości taśmy.** Są to wymiary taśmy lub kasety, parametry mechaniczne taśmy takie, jak: grubość, szerokość, własności elastoplastyczne, krzywizna długościowa (tzw. szablistość), odchyłki od płaszczyzny (tzw. łódkowatość) itp. Parametry elektryczne taśmy: rodzaj nośnika, np. Fe_2O_3, CrO_2, żelazo metaliczne i inne; orientacja magnetyczna, koercja i remanencja taśmy, charakterystyka falowa, stosunek sygnał/szum, zaniki itp.
- **Odpowiedniość konfiguracji ścieżek magnetycznych,** która obejmuje: wymiary ścieżek, rozmieszczenie na taśmie, prędkość przesuwu taśmy, prędkość zapisu, prowadzenie taśmy.



Rys. 5. Schemat blokowy układu serwomechanizmu taśmy

● **Synchronizacja**, tj. poziom i kształt impulsów sterujących, przesunięcie impulsu sterującego względem odpowiadającej mu ścieżki wizyjnej, położenie przerwy międzyobrazowej, tolerancja kąta między głowicami wizyjnymi, skos szczelin głowic wizyjnych, błędy czasowe sygnału.

● **Sposób przetwarzania sygnału wizyjnego**, tj. system modulacji, wartość dewiacji i częstotliwość modulatora FM, kształt prądu zapisu, wartość stałych czasowych preemfazy i deemfazy sygnału wizyjnego, pasmo częstotliwości luminancji i chrominancji, wartości częstotliwości obniżonych podnośnych chrominancji, sposób zapisu i wartość prądu zapisu chrominancji, przesunięcie fazowe sygnału luminancji i chrominancji.



Rys. 6. Wymiary taśmy i konfiguracja ścieżek w systemie VCR

SYSTEMY MAGNETOWIDOWE

Zacznijmy od określenia charakterystyki systemu VCR, który został wykorzystany w Polsce w magnetowidzie MTV 20 produkcji ZRK.

Dane techniczne

Średnica bębna: 105 mm ±22 µm
Prędkość obrotowa dysku n: 1500 obr/min
Prędkość zapisu Vz: 8,1 m/s
Prędkość przesuwu taśmy Vt: 142,9 mm/s
Szerokość ścieżki wizyjnej: 130 µm ±5 µm
Odstęp między ścieżkami: 57 µm
Szerokość ścieżki fonii: 0,7 mm
Szerokość ścieżki synchronizacji (sterowania): 0,3 mm
Najkrótsza zapisywana długość fali magnetycznej min: 1,8 µm

Wymiary taśmy i konfigurację ścieżek przedstawiono na rys. 6.

VCR jest systemem kasetowym z taśmą CrO_2 o szerokości 1/2 cala, umieszczoną w kasecie na dwu szpulach, koncentrycznie jedna nad drugą. Kaseta ma wymiary 126,6×145,5×41 mm. Zorientowanie cząstek magnetycznych występuje wzdłuż długości taśmy; ich koercja: około $40 \cdot 10^3$ A/m (500 Oe).
Obniżone podnośne sygnału chrominancji mają następujące wartości:

– w systemie Secam	**– w systemie PAL**
Dr' = 594 kHz	fp' = 562,5 kHz
Db' = 750 kHz	fhet = 4,343+36 fH = 4,996 MHz
fhet. = 320 fH = 5 MHz	

Częstotliwość heterodyny powstaje przez dodanie częstotliwości podnośnej koloru i 36 harmonicznej częstotliwości linii

– w systemie NTSC
fp' = 664,7 kHz
fhet = 4,244 MHz

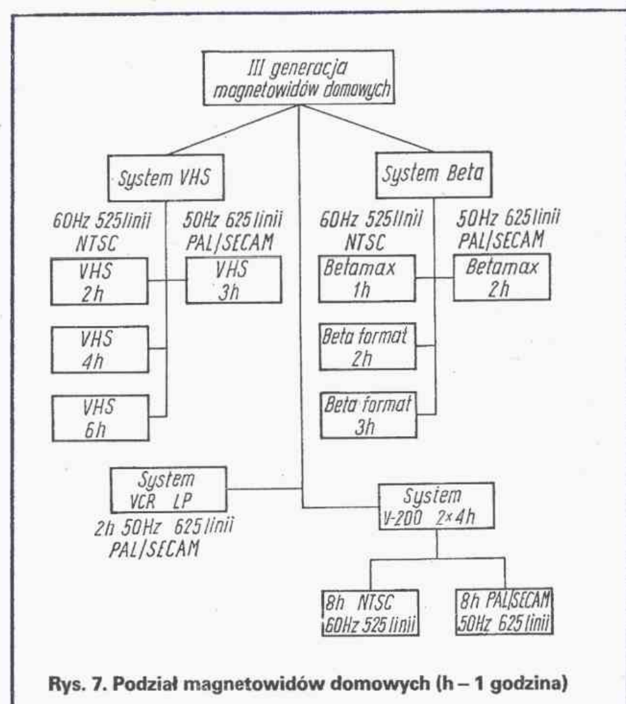
System VCR jest stosowany w magnetowidach II generacji.
Pierwszą historycznie grupą były magnetowidy szpulowe, z taśmą Fe_2O_3 o szerokości 1/2 cala, służącą do zapisu głównie obrazów czarno-białych. Była to tzw. I generacja.
Drugą generację stanowiły magnetowidy kasetowe, kolorowe, powstałe w latach 1969–70 (system U-matic z taśmą o szerokości 3/4 cala, system VCR Philipsa i in.).
Trzecia, najpowszechniej znana generacja zrodziła się w latach 1975–76. Charakterystyczną cechą tej rodziny jest znacznie zwiększona gęstość zapisu, uzyskana głównie dzięki zawężeniu śladów wizyjnych i likwidacji odstępów między ścieżkami

Porównanie systemów magnetowidów kasetowych III i IV generacji. Standard telewizyjny: 60 Hz, 525 linii, NTSC Tablica 1

Systemy		Magnetowidy domowe							Magnetowidy przenośne mikrokasetowe		
		VHS			Beta max	Beta-format		Funai	Sony	Hitachi	Matsushita
Odmiany		2H	4H	6H	1H	2H	3H	0,5H	0,3H	2H	2H
Kaseta	[mm]	188×104×25				156×96×25		106×68×12	56×35×13	112×67×13,5	94×57×14
Taśma		CrO_2				CrO_2		CrO_2	metal proszek	Fe_2O_3	metal naparow.
Szerokość taśmy	[mm]	12,7				12,7		6,25	8	6,25	7
Średnica bębna	[mm]	62				75		60	37,5	44	40
Kąt skosu głowic	[°]	6				7		11			
Prędkość zapisu	[m/s]	4,8				6,9		5,6	3,5	4,1	3,7
Dewiacja	[MHz]	3,4...4,4			3,5...4,8	3,6...4,8		3,4...4,8			
Szerokość ścieżki „synchro"	[mm]	0,75				0,6		0,3	0,3	0,3	0,3
Szerokość ścieżki fonii	[mm]	1→2×0,35				1,05→2×0,35		2×0,35	2×0,35	2×0,35	2×0,35
Czas audycji	[min]	120	240	360	60	120	180	30	20	120	120
Szerokość ścieżek wizji	[μm]	58	29	19	58	29	19	25,2	36,8	19,5	15,9
Prędkość przesuwu taśmy	[mm/s]	33,35	16,7	11,1	40	20	13,3	32,13	20,2	15,7	14,3

Porównanie systemów magnetowidów kasetowych III generacji. Standard telewizyjny 50 Hz, 526 linii, PAL, SECAM Tablica 2

Systemy		Magnetowidy domowe				Magnetowidy mikrokasetowe przenośne
		VCRLP	V-2000	VHS	Beta-format	Funai
Odmiany		2H	2H	3H	[illegible]H	[illegible]12
Kaseta	[mm]	145×127×41	183×120,5×52	188×104×25	156×96×25	106×68×12
Taśma		CrO_2	CrO_2	CrO_2	CrO_2	CrO_2
Szerokość taśmy	[mm]	12,7	12,7	12,7	12,7	6,25
Średnica bębna	[mm]	105	65	62	74	60
Kąt skosu głowic	[°]	15	15	6	7	11
Prędkość zapisu	[m/s]	8,18	5,08	4,84	5,85	4,69
Dewiacja	[MHz]	3.3...4,9	3,3...4,7	3,8...4,8	3,8...5,2	3,4...4,8
Szerokość ścieżki „synchro"	[mm]	0,7	0,3 – kod	0,75	0,6	0,75
Szerokość ścieżki fonii	[mm]	0,7	2×25 0,65	2×0,35 1	1,05 2×0,35	2×0,35
Czas audycji	[min]	130	2×240	180	130	30 (60)
Szerokość ścieżek wizji	[μm]	85	22,6	49	32,8	22,32
Prędkość przesuwu taśmy	[mm/s]	65,6	24,4	23,39	18,7	22,51



Rys. 7. Podział magnetowidów domowych (h – 1 godzina)

wizyjnymi. Ta cecha była możliwa do osiągnięcia dzięki wprowadzeniu głowic wizyjnych ze szczelinami skośnymi w stosunku do śladu.

Do grupy tej należą:

a) system Betamax opracowany w 1975 r. przez firmę Sony; uległ on dalszym modyfikacjom w następnych latach, np. Beta – format;

b) system VHS firmy JVC opracowany w 1976 r.; podobnie jak Betamax posiada obecnie kilka odmian;

c) system VCR – Long Play Philipsa wprowadzony w 1976 r.;

d) system V-2000 firm Philips i Grundig opracowany w 1979 r.

Odmiany magnetowidów III generacji przedstawiono na rys. 7.

W 1980 r. powstała IV generacja magnetowidów. Do grupy tej zalicza się urządzenia minikasetowe o niezwykle dużej gęstości zapisu rzędu $16 \cdot 10^4$ bit/mm^2. Tak duże „upakowanie" informacji uzyskano dzięki nowym nośnikom: taśmom metalicznym naparowywanym w próżni, głowicom wizyjnym o dużej skuteczności oraz specjalnym układom dynamicznej redukcji szumów. Do grupy tej zaliczane są magnetowidy firm Funai, Sony, Hitachi, Matsushita; trzy ostatnie skonstruowane we wspólnej obudowie z kamerą.

W tablicach 1 i 2 zestawiono dla porównania parametry urządzeń III i IV generacji.

W osobnym artykule zostaną opisane dokładniej najbardziej rozpowszechnione systemy III generacji.

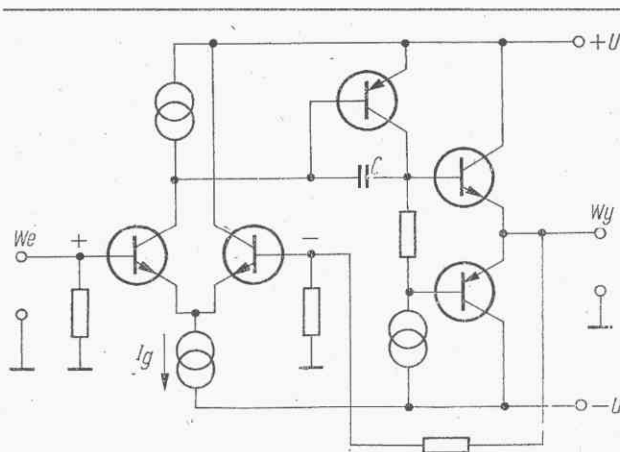
mgr inż. URSZULA KLAPCZYŃSKA

Wzmacniacz 40 W o małych zniekształceniach

Tranzystorowe wzmacniacze m.cz. przyczyniły się do zwrócenia uwagi na powstawanie nowego rodzaju zniekształceń zwanych dynamicznymi zniekształceniami intermodulacyjnymi (transient intermodulation distortion – TIM). Ten rodzaj zniekształceń może występować we wzmacniaczu o bardzo małych statycznych zniekształceniach nieliniowych i intermodulacyjnych. Jest niewykrywalny przy zwykłym teście sinusoidalnym. Tymczasem ucho ludzkie jest bardzo wrażliwe na zniekształcenia dynamiczne, które występują szczególnie podczas głośnych i wysokich tonów w odtwarzanym dźwięku, powodując wrażenie dźwięku metalicznego i niepokojącego, aż do odczucia „szorstkości" i „nieczystości" dźwięku.

Głównym powodem występowania zniekształceń TIM jest stosowanie, w celu zmniejszenia zniekształceń wywołanych nieliniowościami elementów półprzewodnikowych, dużo większego ogólnego ujemnego sprzężenia zwrotnego (40...60 dB), niż miało to miejsce w przypadku wzmacniaczy lampowych, które z zasady były projektowane na nimimum zniekształceń i maksimum szerokości pasma przenoszenia jeszcze przed dołączeniem sprzężenia zwrotnego. Typowe wzmocnienie wzmacniacza mocy z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego wynosi 26 dB, co oznacza wzmocnienie przy pętli otwartej 66...86 dB. Jest to stosunkowo łatwo realizowane na kilku stopniach tranzystorowych (zwykle dwa do trzech stopni wzmocnienia napięciowego oraz wzmocnienie prądowe „driverów" i tranzystorów mocy).

Rozważmy mechanizm powstawania zniekształceń TIM w oparciu o uproszczony schemat wzmacniacza na rys. 1.



Rys. 1. Uproszczony schemat wzmacniacza mocy

Jak wiadomo, każdy wzmacniacz wprowadza pewne opóźnienie w transmisji sygnału. Jeżeli wzmacniacz z ujemnym sprzężeniem zwrotnym zostanie wysterowany sygnałem o bardzo małym czasie narastania (np. zbocze prostokąta), to nastąpi krótka chwila, podczas której układ „widzi" cały sygnał wejściowy nie zmniejszony przez ujemne sprzężenie zwrotne, które nie dotarło jeszcze do stopnia wejściowego. Nastąpi przesterowanie stopnia wejściowego sygnałem o wartości większej od wartości napięcia znamionowego niejednokrotnie setki razy, co w konsekwencji spowoduje powstawanie dynamicznych zniekształceń intermodulacyjnych. Sytuację pogarsza konieczność stosowania kompensacji częstotliwościowej w celu zapewnienia stabilności wzmacniacza przy zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego, co wprowadza dodatkowe opóźnienie sygnału.

Metody zmniejszania zniekształceń dynamicznych i statycznych często mogą być przeciwstawne, dlatego w prawidłowo zaprojektowanym wzmacniaczu należy eliminować wszystkie możliwe źródła powstawania zniekształceń bez optymalizacji układu pod kątem jednych kosztem drugich. Jest to możliwe, jeżeli wzmacniacz będzie miał mniejsze wzmocnienie i dobre parametry przy otwartej pętli sprzężenia zwrotnego. Konieczne jest wprowadzenie lokalnego sprzężenia zwrotnego w poszczególnych stopniach wzmocnienia napięciowego dla zwiększenia liniowości i impedancji wejściowej każdego stopnia ze szczególnym zwróceniem uwagi na przesterowywalność stopnia wejściowego.

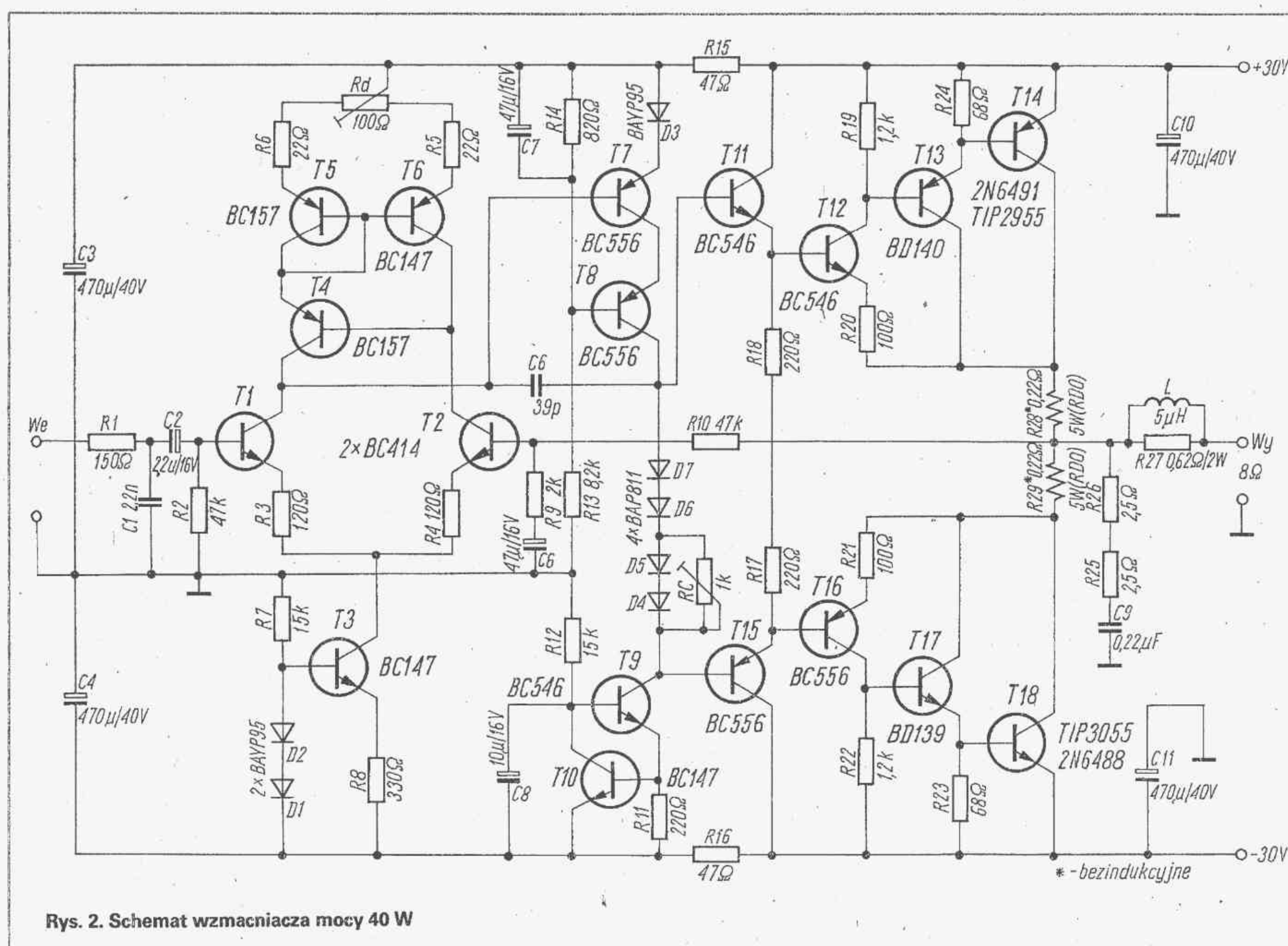
Na rysunku 2 przedstawiono schemat ideowy wzmacniacza mocy 40 W/8 Ω zaprojektowanego z uwzględnieniem tych zasad.

Na wejściu wzmacniacza zastosowano pasywny filtr dolnoprzepustowy 70 kHz dla zabezpieczenia stopnia wejściowego przed przypadkowymi przesterowaniami przez ponadakustyczne sygnały w.cz. Stopień wejściowy decyduje o podatności wzmacniacza na zniekształcenia dynamiczne, powinien więc pracować z niewielkim wzmocnieniem napięciowym i możliwie jak najszerszym pasmem przenoszenia. Tworzą go tranzystory T1 i T2 pracujące w układzie wzmacniacza różnicowego, którego prąd powinien być dostatecznie duży dla wysterowania pojemnościowej impedancji wejściowej drugiego stopnia. Wynosi on 2 mA i jest ustalany przez źródło prądowe na tranzystorze T3. Zakres liniowości zmian wspólnej transkonduktancji w funkcji napięcia wejściowego został rozszerzony przez zastosowanie lokalnego sprzężenia zwrotnego w emiterach tranzystorów T1 i T2 (emiter degeneration), co zwiększa również szybkość narastania sygnału. Obciążenie tego stopnia tworzą tranzystory T4, T5 i T6 pracujące w układzie lustra prądowego. Konfiguracja ta służy również do sterowania następnego stopnia.

Źródłem poważnych zniekształceń nieliniowych związanych ze stopniem wejściowym może być zjawisko modulacji szerokości bazy („early effect"), polegające na zmianach szerokości warstwy opróżnionej złącza kolektor-baza w funkcji przyłożonego napięcia. Zjawisko to jest powodem występowania na wejściu składowych zniekształceń, których nie usuwa ujemne sprzężenie zwrotne.

Szeregowe napięciowe sprzężenie zwrotne może być źródłem dodatkowych zniekształceń w wyniku modulacji pojemności warstwy opróżnionej i prądu zerowego wzmacniacza różnicowego. Dla uniknięcia tych efektów wymagane jest utrzymywanie dużego napięcia UCE i stosowanie źródła prądowego. Przez dokładne dopasowanie prądów (rezystor nastawny Rd) ustala się minimalną wartość parzystych harmonicznych.

Należy pamiętać, że kryteria przyjęte dla zapewnienia małych zniekształceń niekoniecznie muszą odpowiadać najmniejszym możliwym szumom, jednakże przy użyciu niskoszumowych tranzystorów T1 i T2 osiąga się zadowalające rezultaty dla szerokiego zakresu impedancji źródła.



Rys. 2. Schemat wzmacniacza mocy 40 W

Drugi stopień wzmocnienia napięciowego ma za zadanie zapewnienie największego wzmocnienia napięciowego, co w konsekwencji sprawia, że ma on decydujący wpływ na całkowite pasmo przenoszenia wzmacniacza. Z tych powodów został on rozdzielony na dwa człony. Tranzystor T7 wzmacnia w układzie wspólnego emitera. Ze względu na liniowość pracy powinien on być sterowany przez źródło prądowe. Obciążenie tranzystora T7 stanowi impedancja emiterowa tranzystora T8 pracującego w układzie wzmacniacza ze wspólną bazą. Dzięki kaskodowemu połączeniu obu stopni modulacja wewnętrznej pojemności kolektor-baza T8 jest odłączona od bazy T7, co eliminuje wpływ zjawiska „early effect" i zwiększa szerokość pasma.

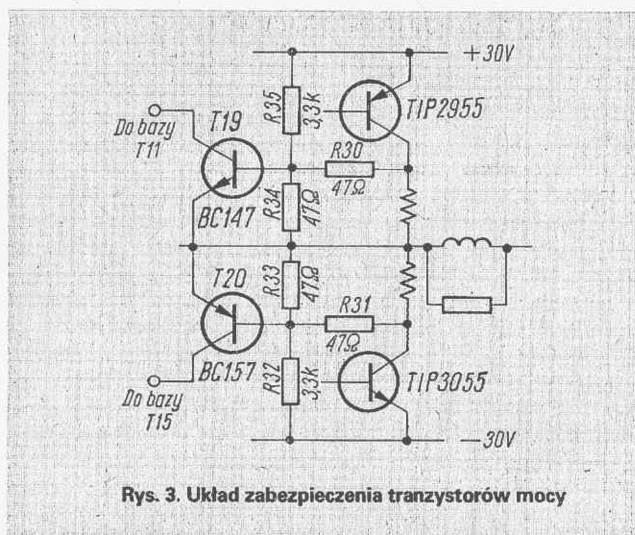
Dla uniknięcia zniekształceń, które mogłyby zostać spowodowane zmianami warunków sterowania stopnia wyjściowego dla różnych poziomów mocy i częstotliwości, zastosowane zostały wtórniki emiterowe pracujące w klasie A (T11, T15).

Ponieważ tranzystory mocy mają znacznie mniejsze częstotliwości graniczne, logiczne jest zaprojektowanie stopnia wyjściowego z wzmocnieniem napięciowym równym jedności dla realizacji maksimum pasma. W ten sposób osiąga się najmniejsze przesunięcia fazowe i nie jest wymagana bardzo duża kompensacja dla zapewnienia stabilności.
Najmniejsze statyczne zniekształcenia nieliniowe stopnia wyjściowego są osiągalne w przypadku układu w pełni komplementarnego i taki układ został zastosowany w opisywanym wzmacniaczu.

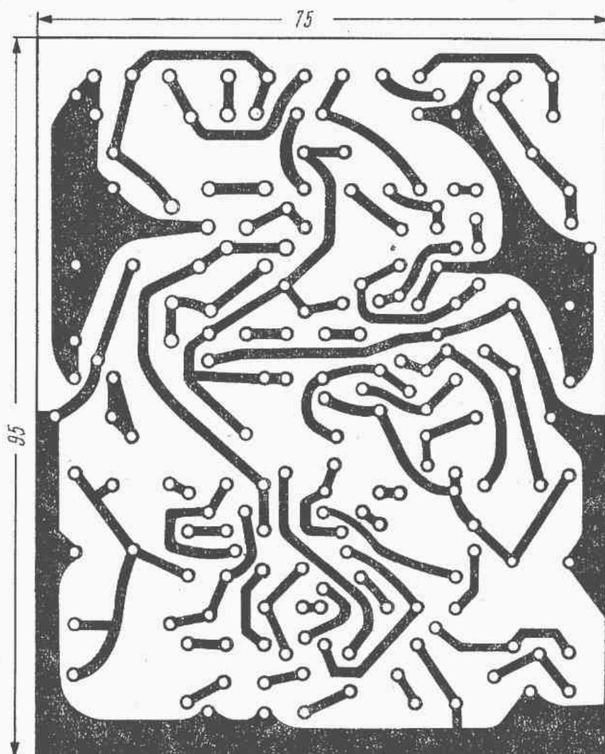
Układ komplementarny teoretycznie usuwa nieliniowości o parzystym rodzaju generowanych prążków przeważające w elementach aktywnych, pozostawiając tylko nieliniowości dające nieparzyste harmoniczne, które z kolei można likwidować za pomocą ujemnego sprzężenia zwrotnego.

Zniekształcenia wynikające ze zmian hFE tranzystorów mocy w funkcji prądu i częstotliwości oraz zniekształcenia skrośne są zmniejszone do minimum dzięki zastosowaniu „trójki" (T12, T13, T14–T16, T17, T18) o doskonałej liniowości.

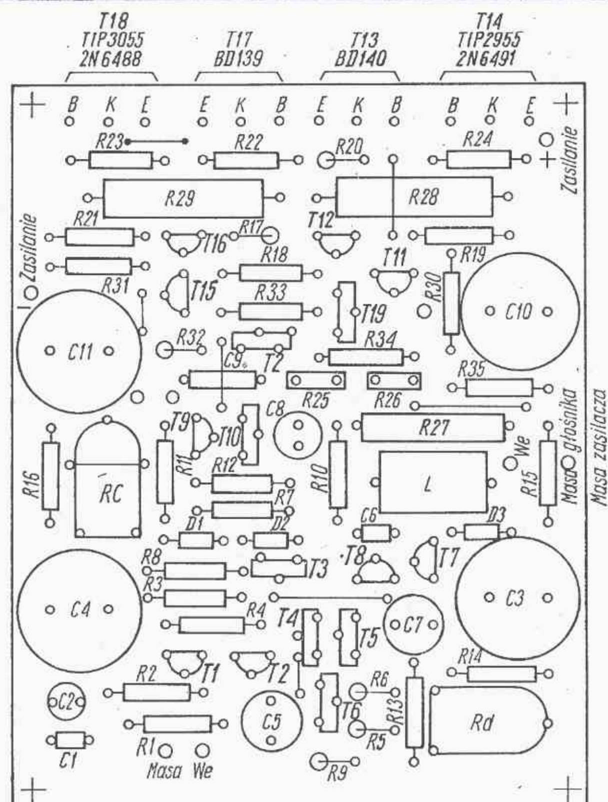
Podczas pomiarów zniekształceń stopnia wyjściowego okazało się, jak bardzo krytyczny jest sposób wykonania płytki montażowej. Praktycznie nie było możliwe osiągnięcie jakichkolwiek widocznych rezultatów przed skróceniem do minimum ścieżek „wysokoprądowych" i dobraniem odpowiedniego sposobu prowadzenia masy.



Rys. 3. Układ zabezpieczenia tranzystorów mocy



Rys. 4. Płytka montażowa wzmacniacza mocy



Rys. 5. Widok płytki od strony elementów

Kompensację temperaturową prądu zerowego tranzystorów mocy uzyskano za pomocą diod D4...D7 umieszczonych wraz z tranzystorami sterującymi i tranzystorami mocy na radiatorze o rezystancji termicznej RTH <7°C/W przy pracy w temperaturze otoczenia do 35°C („Radioelektronik" nr 7–8/79). Odpowiedni układ zabezpieczający tranzystory mocy przed zwarciem wyjścia przedstawiono na rys. 3.

Jeżeli przy uruchamianiu wzmacniacza dysponujemy tylko multimetrem, to należy ustawić rezystorem nastawnym Rd jednakowe wartości prądów płynących przez tranzystory T1 i T2 oraz za pomocą rezystora Rc prąd zerowy równy 20 mA płynący przez tranzystory mocy.

Wyniki pomiarów wzmacniacza mocy

(wykonane przyrządem Distortion Measurement System 1700B Sound Technology)

Znamionowe napięcie wejściowe dla mocy 40 W/8 Ω: 0,775 V
Rezystancja wejściowa: 74 kΩ
Pasmo przenoszenia (–0,5 dB): 10...20 000 Hz
Zniekształcenia nieliniowe h (%):

Pwy (W) \ f (Hz)	0,1 kΩ	1 kΩ	10 kΩ	20 kΩ
35	0,005	0,0025	0,005	0,007
20	0,005	0,0025	0,004	0,0055
10	0,005	0,002	0,004	0,006
1	0,006	0,0025	0,005	0,007
0,1	0,0075	0,0075	0,0075	0,0075

Zniekształcenia intermodulacyjne:

Pwy (W)	0,1	1	10	20	35
h_i (%)	0,013	0,005	0,0025	0,003	0,003

Odstęp sygnału od zakłóceń (odniesiony do Pwy = 40 W): 95 dB

DANE NIEKTÓRYCH ELEMENTÓW

T r a n z y s t o r y
T7, T8, T15, T16 – BC556, BC557 lub BC177, BC307
T9, T11, T12 – BC546, BC547 lub BC107, BC237

D i o d y
D1, D2, D3 – BAYP95, BAP794

K o n d e n s a t o r y
C1 – 2,2 nF ceramiczny KFPf
C2...C5, C7, C8, C10, C11 – elektrolit. 04/U (wartości na schemacie)
C6 – 39 pF ceramiczny KCPf
C9 – 0,22 μF/100 V MKSE-20

R e z y s t o r y (RWW 5% 0,25 W)
R25, R26 – 2,49 Ω/0,5 W RMN
R27 – 0,62 Ω/5 W RDO
Rc, Rd – nastawne typu TVP 114

I n n e
L – 36 zw. drutem DNE Ø 0,6 mm na pręcie o średnicy 8 mm (2 warstwy).

Dyskotekowy układ iluminacyjny

GRZEGORZ WODZINOWSKI

Istotnym elementem dyskoteki jest odpowiednie oświetlenie lokalu. W większości dyskotek spotyka się urządzenia iluminofoniczne, których działanie ogranicza się do reagowania układu sterującego światłem reflektorów na poziomy sygnałów w poszczególnych pasmach częstotliwości akustycznych odtwarzanej audycji muzycznej. Układy te uruchamiają przeważnie kilka ramp 3...4-reflektorowych, co prowadzi do pewnej monotonii efektów świetlnych. Aby temu zapobiec bardziej ambitni organizatorzy dyskotek starają się o zainstalowanie układów wyposażonych w dodatkowe źródła impulsów sterujących zestawami reflektorów. Poniżej opisano jeden z takich układów. Przy jego projektowaniu dążono do zastosowania o ile to możliwe małej liczby elementów oraz do ujednolicenia modułów, z których zestawia się bloki urządzenia. Zastosowanie scalonych układów analogowych i cyfrowych wydatnie uprościło konstrukcję i zwiększyło niezawodność układu.

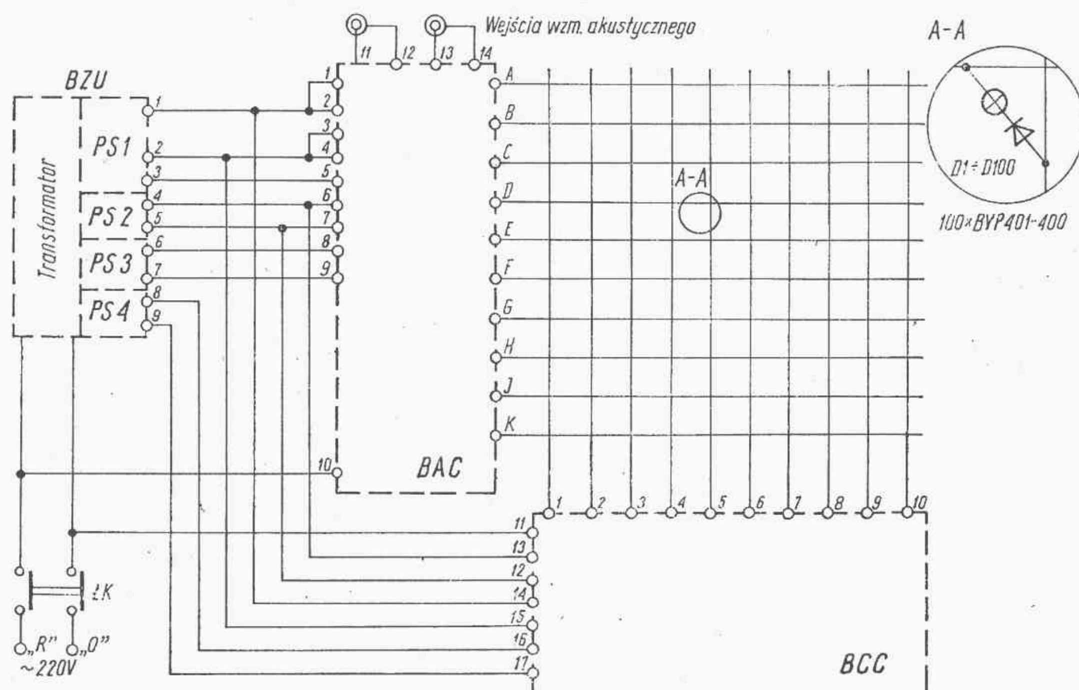
Urządzenie jest przewidziane do sterowania 100 reflektorami lub innymi źródłami światła. Poszczególne reflektory przyłączone są do bloków BAC i BCC w sposób przedstawiony na szczególe A-A (rys. 1). Aby mógł świecić się reflektor A-A zaznaczony kółkiem, a więc włączony do wyjścia 5 bloku BCC (rys. 3) i wyjścia D bloku BAC (rys. 2), muszą być otwarte: tyrystor Th4 w bloku BAC oraz triak Tr5 w bloku BCC. W tym przypadku zaświeci się tylko ten jeden reflektor, bo tylko on zostanie włączony do przewodu fazowego „R" sieci elektroenergetycznej przez Th4 i do przewodu zerowego „0" sieci przez Tr5.

W przypadku otwarcia innych tyrystorów i triaków zaświecą się odpowiednio inne przyłączone do nich reflektory.

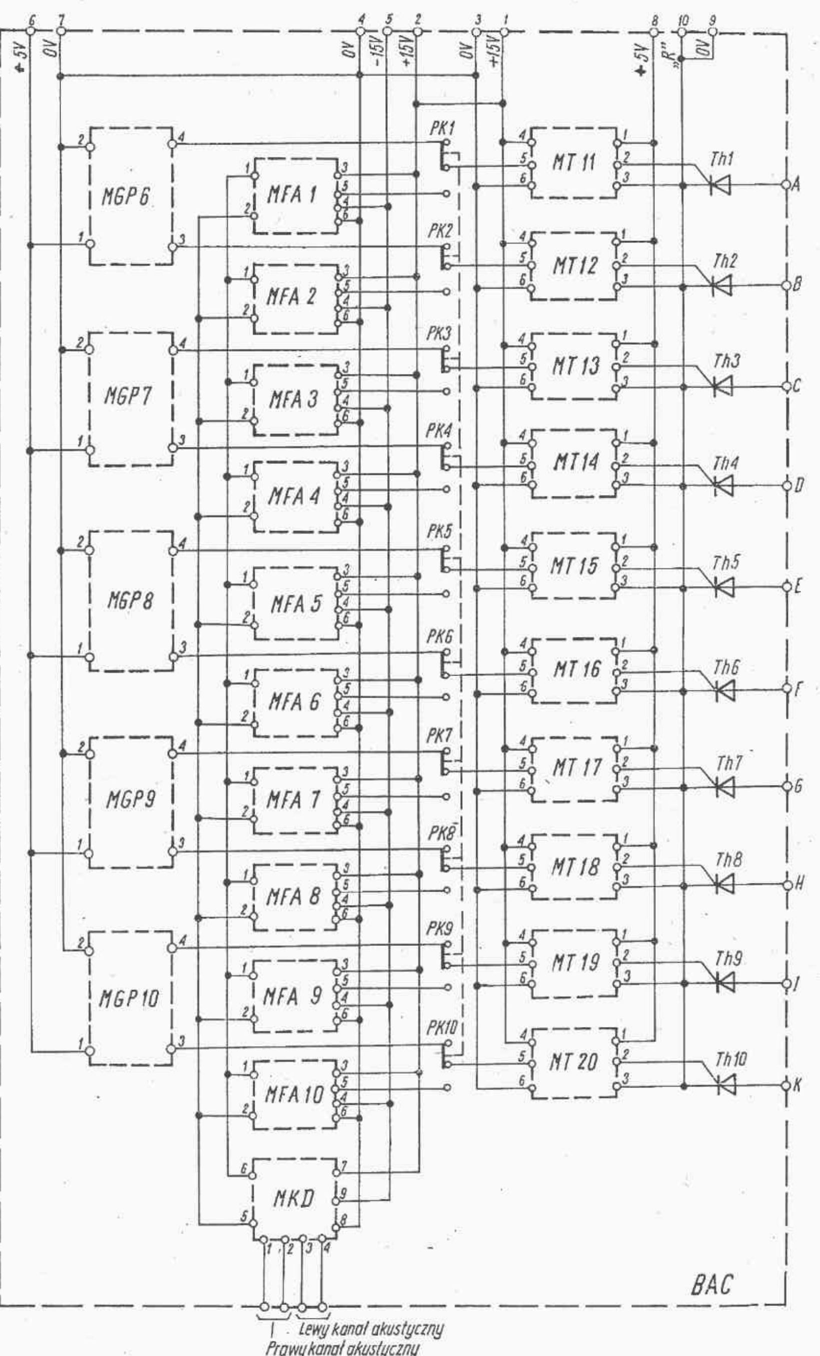
W bloku BAC (rys. 2) impulsy otwierające tyrystory pochodzą z regulowanych generatorów przebiegów prostokątnych MGP lub z filtrów częstotliwości MFA, sterowanych przebiegami z aparatury elektroakustycznej dyskoteki. W bloku BCC (rys. 3) impulsy otwierające triaki pochodzą, podobnie jak w bloku BAC, z generatorów MGP lub z przełącznika cyfrowego MCP. Impulsy wyzwalające tego przełącznika pojawiają się kolejno – od 1 do 10 wyjścia, z regulowaną szybkością przełączania. Impulsy z generatorów MGP pojawiają się tylko na jednym z wyjść modułu (końcówka 4 lub 5) w taki sposób, że gdy na jednym wyjściu zanika impuls pojawia się natychmiast na drugim i odwrotnie. W obydwóch blokach przełącznikami PK1...10 wybiera się rodzaj impulsów sterujących tyrystory i triaki; impulsy te trafiają z przełączników do modułów separacyjno-wyzwalających (MT), których zadaniem jest sterowanie bezpośrednio bramką tyrystora lub triaka oraz separacja części elektronicznej bloków od części elektrycznej zasilanej bezpośrednio z sieci. Zapobiega to możliwości występowania napięć sieciowych w modułach MGP, MCP, MKD, MFA, a więc zwiększa również stopień bezpieczeństwa obsługi urządzenia w trakcie jego eksploatacji. Nie jest również konieczne sprzężenie transformatorowe między częścią elektroakustyczną (wzmacniaczem) dyskoteki, a modułem kompresora dynamiki MKD.

W bloku BCC zastosowano triaki, chociaż do poprawnej pracy bloku wystarczyłyby tyrystory, z tym tylko że musiałyby to być tyrystory „z oddaloną bramką", czyli bramką od strony anody. Ponieważ takie tyrystory nie są produkowane w kraju i trudniej je zakupić niż triaki, w opisanym urządzeniu użyto tych ostatnich. Należy dodać, że zamiast tyrystorów Th1...Th10 można zastosować również triaki, nie zmieni to żadnych parametrów układu.

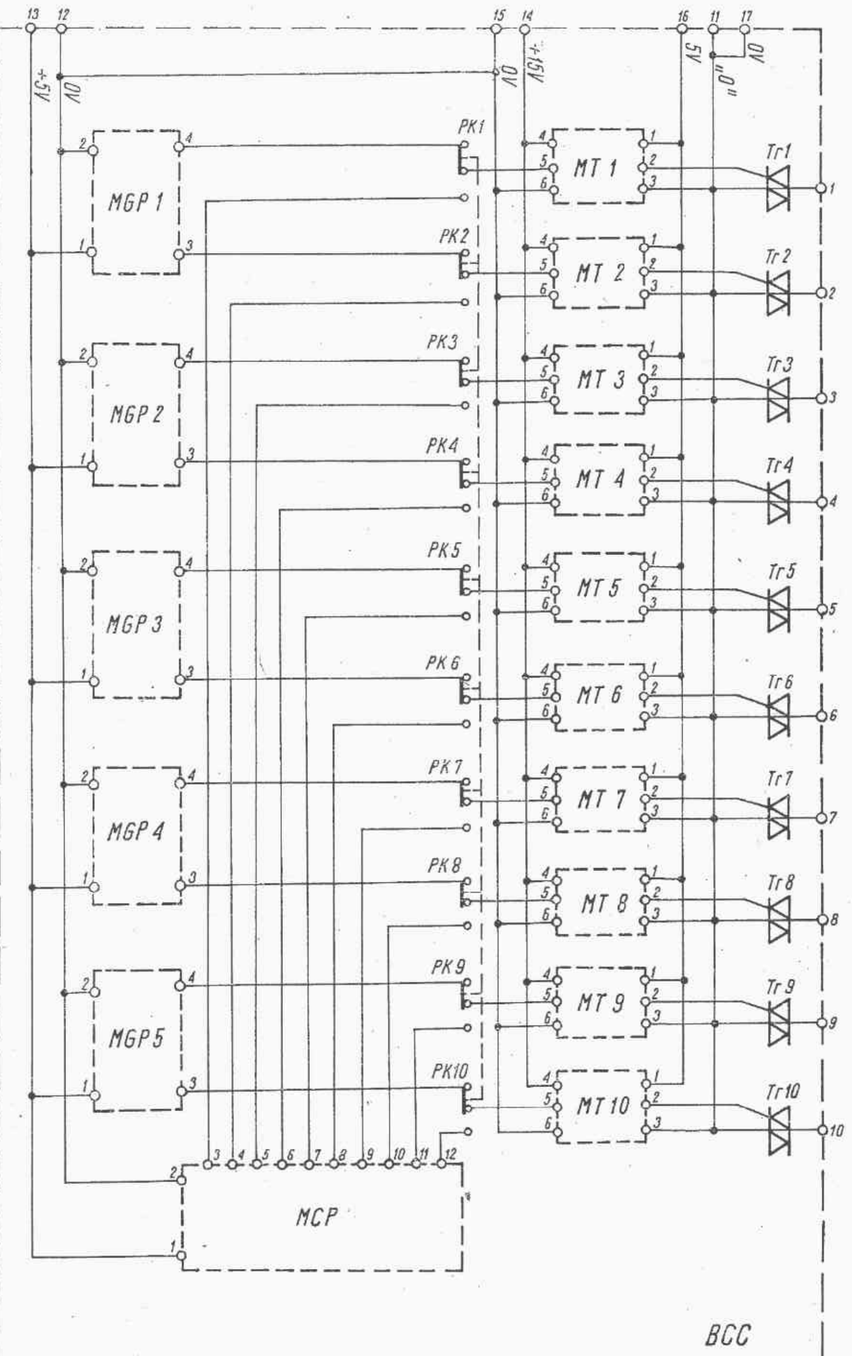
Reflektory są zasilane tylko połówką sinusoidy prądu sieciowego, co spowodowane jest zastosowaniem diod separujących w reflektorach (D1..100 – rys. 1). Niezastosowanie tych diod powodowałoby świe-



Rys. 1. Schemat blokowy urządzenia iluminacyjnego



Rys. 2. Schemat bloku analogowo-cyfrowego (BAC)



Rys. 3. Schemat bloku cyfrowego (BCC)

cenie reflektorów nie zasilanych przez triaki i tyrystory.

Urządzenie jest zasilane z bloku zasilania BZU (rys. 9), w skład którego wchodzą cztery moduły PS. Moduły PS1 i PS2 zasilają moduły MGP, MCP, MFA, MKD oraz część modułów MT, druga część modułów MT (sterująca triaki lub tyrystory) jest zasilana w bloku BAC z modułu PS3, a w bloku BCC z modułu PS4.

Konieczne jest bardzo staranne izolowanie modułów PS3 i PS4 nawzajem od siebie i pozostałych elementów urządzenia. Równie starannie należy izolować uzwojenia transformatora zasilającego w/w moduły (jedno względem drugiego i od pozostałych elementów). Wymaganie to jest podyktowane tym, że w czasie pracy urządzenia, na modułach PS3, PS4 i zasilających je uzwojeniach transformatora Tr1 występuje napięcie sieci. Pewne trudności może sprawić zapewnienie dobrej izolacji uzwojeń transformatora; można ułatwić sobie rozwiązanie konstrukcyjne stosując oddzielne transformatory do zasilania modułów P3 i P4 oraz trzeci – do zasilania modułów PS1 i PS2.

MODUŁ MKD

Moduł kompresora dynamiki (rys. 4) składa się z trzech zespołów: wejściowych wzmacniaczy separujących (US1 i US2) sterowanych ze stereofonicznej aparatury elektroakustycznej dyskoteki, ogranicznika amplitudy (US3 i T1) oraz prostownika liniowego (US4 i US5).

Wzmacniacze separujące są identyczne, ich konstrukcja jest oparta na podstawowym układzie wzmacniacza nieodwracającego. Kondensatory C1 i C2 ograniczają pasmo przenoszenia wzmacniaczy od dołu. Ma to na celu wyeliminowanie z sygnału wszelkiego rodzaju częstotliwości podakustycznych pochodzących z aparatury odtwarzającej. Rezystory R1 i R2 służą do ustalenia największego poziomu napięcia wejściowego wzmacniaczy operacyjnych (poniżej 12 V). Jest to istotne szczególnie wówczas, gdy moduł jest zasilany z wyjść głośnikowych wzmacniacza elektroakustycznego.

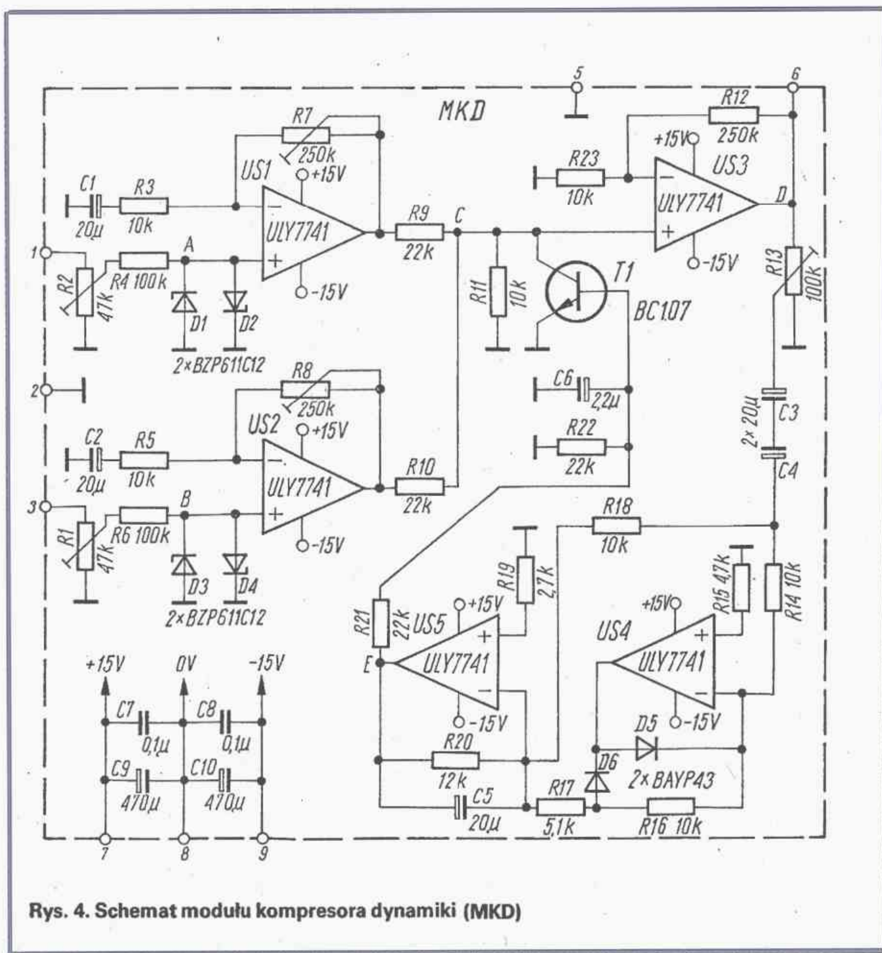
Doprowadzenie sygnału o zbyt wielkiej amplitudzie powoduje obcięcie przebiegów przez diody Zenera zabezpieczające wejścia obu wzmacniaczy operacyjnych. Wzmocnienie wzmacniaczy US1 i US2 reguluje się rezystorami R7 i R8. Moduł można sterować napięciem od około 10 mV poczynając, co umożliwia sterowanie go z różnych źródeł i różnych wyjść.

Funkcję ogranicznika amplitudy pełni wzmacniacz operacyjny US3 i tranzystor T1. Sygnał akustyczny ze wzmacniaczy separujących jest mieszany w miejscu „C" (rys. 4) i doprowadzany do wejścia US3, do tegoż wejścia przyłączony jest również tranzystor T1, sterowany przez prostownik liniowy z wyjścia układu US3. Takie rozwiązanie zapewnia prawie stałą wartość amplitudy napięcia wyjściowego układu US3, bowiem każda zmiana napięcia na wyjściu US3 pociąga za sobą zmianę rezystancji złącza kolektor-emiter tranzystora T1, która z kolei wpływa na amplitudę napięcia wejściowego US3; układ dąży samoczynnie do utrzymania warunków równowagi.

Poniżej podano przykład regulacji modułu. Zakłada się, że moduł sterowany jest sygnałem z wyjść głośnikowych wzmacniacza o mocy 100 W przystosowanego do obciążenia impedancji 4 Ω. W tym przypadku amplituda napięcia wyjściowego może wynosić przy maksymalnym wysterowaniu wzmacniacza 30...40 V.

Regulację należy rozpocząć od takiego ustawienia suwaków rezystorów R1 i R2, aby maksymalne napięcie w miejscach „A" i „B" nie przekraczało 5 V. Następnie należy do wejścia modułu doprowadzić sygnał z generatora pomiarowego o częstotliwości około 1 kHz i amplitudzie około 1 V; należy również czasowo odłączyć (wylutować) rezystor R13. Rezystorami R7 i R8 należy ustalić wzmocnienie US1 i US2 tak, aby było równe 1, następnie należy za pomocą rezystora R12 ustawić napięcie w miejscu „D" równe 2 V. Należy wówczas wlutować rezystor R13 i ustawić jego suwak w położeniu „do masy". Następnie, doprowadzając w dalszym ciągu do wejścia sygnał z generatora, należy przesuwać suwak R13 w przeciwległe położenie, zwiększając tym samym napięcie doprowadzone do wejścia prostownika liniowego. W pewnym momencie amplituda mierzona w pkt. „D" zacznie się zmniejszać, co oznacza, że zaczyna się „otwierać" tranzystor T1; w tym położeniu należy pozostawić suwak R13. Następnie należy sprawdzić napięcie stałe w miejscu „E"; powinno ono wynosić około 1 V zależnie od typu i wartości współczynnika h21e użytego tranzystora T1.

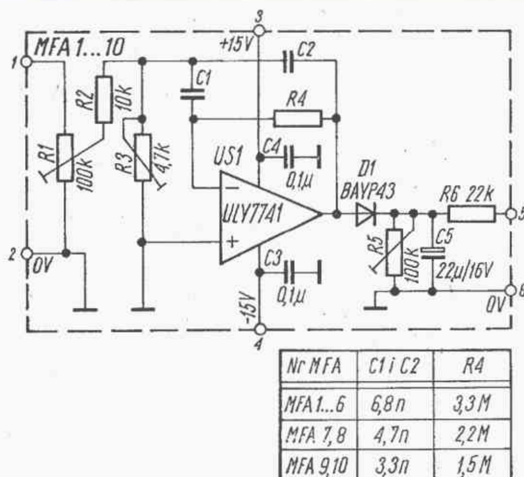
W innym przypadku, gdy do sterowania modułu stosuje się źródło sygnału o amplitudzie napięcia wynoszącej np. zaledwie 20 mV, należy ustawić rezystory R1 i R2 tak, aby do wejścia wzmacniaczy separujących docierał sygnał o możliwie największej wartości, a następnie rezystorami R7 i R8 ustawić maksymalne wzmocnienie US1 i US2 (wynosi ono ok. 25). Dalszy tryb postępowania jest identyczny jak w poprzednim przypadku.



Rys. 4. Schemat modułu kompresora dynamiki (MKD)

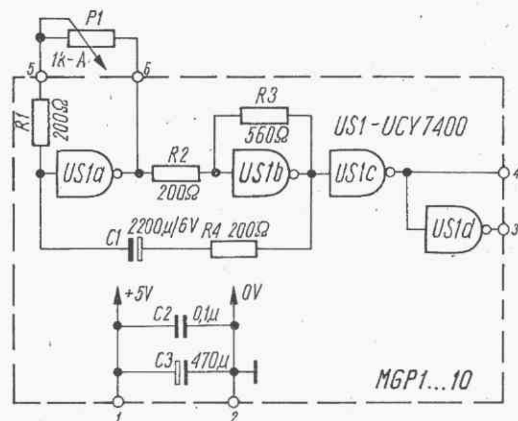
MODUŁY MFA1...MFA10

Moduł spełnia funkcję aktywnego filtra pasmowo-przepustowego oraz układu formującego sygnał sterujący dla modułu



Nr MFA	C1 i C2	R4
MFA1...6	6,8n	3,3M
MFA 7,8	4,7n	2,2M
MFA 9,10	3,3n	1,5M

Rys. 5. Schemat modułów filtrów aktywnych (MFA1...MFA10)



Rys. 6. Schemat modułów generatorów przebiegów prostokątnych (MGP1...MGP10)

MT. Filtr pasmowo-przepustowy zaprojektowano w oparciu o scalony wzmacniacz operacyjny. W układzie tym rezystor nastawny R3 służy do ustalenia częstotliwości środkowej pasma przepustowego filtra· częstotliwości te wynoszą w poszczególnych modułach:

MFA1 – 150 HZ	MFA6 – 1,2 kHz
MFA2 – 225 Hz	MFA7 – 1,6 kHz
MFA3 – 330 Hz	MFA8 – 2,5 kHz
MFA4 – 500 Hz	MFA9 – 4 kHz
MFA5 – 750 Hz	MFA10 – 6 kHz.

Rezystor R1 ustala poziom napięcia wejściowego filtru. Natomiast rezystor R5 służy do ustalenia stałej czasowej układu formowania sygnału wyjściowego.

Regulację modułu rozpoczyna się od doprowadzenia do wejścia układu przebiegu sinusoidalnego o częstotliwości środkowej pasma przepustowego danego filtru i takiej amplitudzie, aby napięcie na rezystorze R1 wynosiło około 200 mV.

Następnie należy ustalić taką wartość rezystora R3, aby uzyskać na wyjściu modułu maksymalnie wielką amplitudę sygnału, będzie to znak, że układ jest dostrojony do częstotliwości środkowej pasma przepustowego filtru.

Wartość rezystancji R5 dobiera się w trakcie uruchamiania całego urządzenia. Zbyt wielka wartość rezystancji R5 powoduje nadmierną bezwładność układu, przedłużając czas świecenia się reflektorów, a zbyt mała – powoduje „nieczułość" układu na krótkie impulsy o częstotliwości przepustowej danego filtru.

Również ostateczne ustawienie rezystora R1 przeprowadza się po przyłączeniu modułów do kompresora dynamiki (moduł MKD), tak aby sygnał wyjściowy z kompresora nie przesterowywał wejść filtrów.

MODUŁ MGP1...MGP10

Konstrukcja modułu opiera się na jednej „kostce" układu scalonego UCY7400 (4 bramki NAND). Dwie bramki (US1a i US1b) tworzą układ generatora przebiegu prostokątnego o częstotliwości regulowanej za pomocą potencjometru P1.

Bramka US1c formuje przebieg wyjściowy, a bramka US1d wytwarza przebieg odwrócony („negatywny"). Takie rozwiązanie ma wpływ na ograniczenie maksymalnej mocy pobieranej przez całą instalację iluminacyjną (patrz informacje w końcowej części artykułu).

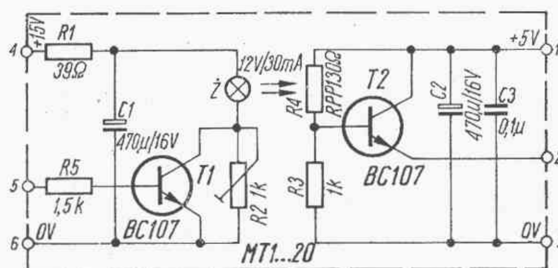
Wartości elementów RC użytych w module mogą odbiegać od wartości podanych na schemacie i tak: R1, R2, R4 – mogą zawierać się w przedziale 200...360 Ω; R3 – 470...820 Ω; P1 – 680...1500 Ω; C1 – 1500...4700 µF.

Bardzo istotne jest zablokowanie zasilania kondensatorem elektrolitycznym C3 (najlepiej tantalowym) i C2 – ferroelektrycznym.

układy elektronicznego sterowania od napięcia sieciowego występującego na elektrodach tyrystorów i triaków, a więc sprzyja bezpiecznej obsłudze urządzenia.

Moduł działa następująco: impulsy sterujące są doprowadzane do obwodu bazy tranzystora T1, powodując zaświecenie się żarówki. Rezystor nastawny R2 służy do ustalenia wartości prądu płynącego stale przez włókno żarówki i utrzymującego ją na granicy świecenia się, co zmniejsza jej „bezwładność".

Żarówka oświetlając fotorezystor R4 powoduje zmniejszanie jego rezystancji, a to z kolei powoduje otwarcie tranzystora T2, który wysterowywuje bramkę tyrystora lub triaka przyłączonego do danego modułu. Stosując tyrystory lub triaki o małych prądach bramki należy w szereg z T2 włączyć rezystor o tak dobranej rezystancji, aby prąd płynący przez niego nie przekraczał dopuszczalnej wartości prądu bramki. W modelowym układzie sterowane były triaki i tyrystory o dopuszczalnym prądzie bramki równym 10 mA.



Rys. 7. Schemat modułów sterowania triaków i tyrystorów (MT1...MT20)

MODUŁ MT1...MT20

Podstawowym elementem modułu jest transoptor (optoizolator) utworzony z żarówki i fotorezystora RPP 130. Takie rozdzielenie obwodów doskonale separuje

Próby wykazały, że zastosowany układ transoptora ma bezwładność o wiele mniejszą niż bezwładność sterowanych przez niego reflektorów, a więc nie wpływa ujemnie na działanie instalacji.

Cd. na str. 18

Kasetowy magnetofon stereofoniczny Hi-Fi typ MSH-101

Magnetofon MSH-101 produkowany w Zakładach Radiowych DIORA w Dzierżonowie jest kasetowym magnetofonem stereofonicznym Hi-Fi typu DECK, przeznaczonym do nagrywania i odtwarzania nagrań z taśm magnetofonowych w kasetach typu Compact C60 i C90. Z uwagi na konstrukcję w wersji FRONT PANEL jest on szczególnie preferowany do zestawów typu „wieża".

W magnetofonach MSH-101 zastosowano szereg nowoczesnych rozwiązań konstrukcyjnych i układowych, jak: układ redukcji szumów Dolby NR, układ auto-stop działający przy przewijaniu charakterystyki przenoszenia wzmacniaczy i prądu podkładu w zależności od rodzaju stosowanej taśmy (Fe_2O_3, FeCr lub CrO_2), wychyłowe wskaźniki poziomu działające przy nagrywaniu i odtwarzaniu, dwa silniki napędowe do przesuwu i przewijania taśmy sterowane elektronicznie, licznik ilości taśmy i inne.

Wielofunkcyjność, wysokie parametry techniczne, nowoczesne rozwiązania układowe oraz nowoczesny wystrój stawiają magnetofon MSH-101 na równi z magnetofonami tej klasy firm zagranicznych.

Schemat ideowy magnetofonu przedstawiono na str.16-17

DANE TECHNICZNE

Prędkość przesuwu taśmy:	4,76 cm/s
Nierównomierność przesuwu taśmy:	≤0,2%
Odchyłki prędkości przesuwu początku i końca taśmy:	≤±0,5%
Pasmo przenoszenia:	
– taśma Fe_2O_3	30...15 000 Hz
– taśma CrO_2	30...16 000 Hz
Stosunek sygnał/szum wg CCIR ARM:	62 dB z włączonym układem Dolby przy taśmie CrO_2
Poziom zniekształceń:	≤1,5% przy taśmie Fe_2O_3 zapisanej z poziomem 0 dB
Czas przewijania kasety C60:	≤100 s
Przesłuch stereofoniczny:	≥26 dB
Zasilanie (sieciowe):	220 V, 50 Hz
Wymiary:	440×136×330 mm
Ciężar	7 kg

Tranzystory T101 i T102 pracują w układzie wzmacniacza korekcyjnego Zapis/Odczyt. Charakterystyka przenoszenia wzmacniacza jest inna podczas zapisu jak podczas odczytu. Podczas odczytu o charakterystyce decydują rezystory R109, R110 i kondensator C110 oraz dodatkowo – przy stosowaniu taśmy żelazowej – rezystor R113, a podczas zapisu rezystory R112 i R111 znajdujące się w przełączanych pętlach ujemnego sprzężenia zwrotnego. Rezystor R111 jest włączony tylko podczas zapisu z mikrofonu w celu zwiększenia wzmocnienia wzmacniacza (ogranicza ujemne sprzężenie zwrotne).

Sygnał ze wzmacniacza korekcyjnego jest doprowadzony do wyprowadzenia 5 układu scalonego US501 pracującego w układzie redukcji szumów, opartego na licencji firmy DOLBY.

Podczas odczytu sygnał jest doprowadzany do układu przez potencjometr nastawny R114, a podczas zapisu przez potencjometr P1, umożliwiający ustalanie odpowiedniego poziomu zapisu. Wielkość sygnału doprowadzanego podczas odczytu do układu DOLBY jest ustalana fabrycznie lub w serwisie potencjometrem R114 przy użyciu taśmy wzorcowej zapisanej z poziomem 200 pWb/mm.

W układzie DOLBY podczas zapisu są „podbijane" sygnały o większych częstotliwościach i małej dynamice (kompresja sygnału), a podczas odczytu są „osłabiane" sygnały o częstotliwościach „podbitych" w procesie zapisu (ekspansja sygnału). Zmianie funkcji układu towarzyszy zmiana pętli sprzężenia zwrotnego.

Między wyprowadzeniami 2 i 6 układu scalonego US501 znajdują się filtry tłumiące sygnały o częstotliwości 19 kHz i o częstotliwości prądu podkładu.

Podczas odczytu sygnał z wyjścia układu DOLBY jest doprowadzany do gniazda wyjściowego magnetofonu oraz do wzmacniacza słuchawkowego pracującego z tranzystorami T104 i T105. W celu dopasowania wzmacniacza do typowych słuchawek (mała impedancja), tranzystor T105 pracuje w układzie wtórnika emiterowego. Do wyjścia wzmacniacza słuchawkowego jest przyłączony wskaźnik poziomu WL. Diody D101 i D102 pracują jako diody prostownicze.

Układ zrealizowany z tranzystorem T103 oraz diodami D103, D104 i D105 pełni funkcję układu wyciszania. Wszelkie napięcia z układu sterowania, które mogłyby zakłócić odtwarzane dźwięki, doprowadzone do bazy tranzystora T103 wprowadzają go w stan nasycenia. Tranzystor pełniący tu funkcję klucza powoduje więc zwarcie wyjścia magnetofonu do masy w czasie trwania impulsu zakłócającego.

W przypadku dokonywania zapisu sygnał z układu DOLBY jest doprowadzany do trzystopniowego wzmacniacza zapisu pracującego z tranzystorami T301, T302 i T303. Charakterystyka przenoszenia wzmacniacza jest ustalana odpowiednio do stosowanej taśmy. Obciążenie wzmacniacza stanowi głowica uniwersalna Gł.u. Sygnał jest doprowadzany do głowicy przez równoległy obwód rezonansowy zrealizowany z elementów L101, C123. Obwód ten eliminuje wpływ prądu podkładu na tor zapisu.

Generator prądu podkładu i kasowania pracuje z tranzystorami T701 i T702. Częstotliwość pracy generatora (ok. 65 kHz) jest zależna od pojemności kondensatora C701 i części cewki L701 (od odczepu 4 do masy). Rezystory R141, R241 i R710 służą do ustalania amplitudy napięcia podkładu i kasowania. Rezystorami R141 i R241 jest ustalana amplituda napięcia dla taśmy żelazowej (4,5 V ±0,5 dB), a rezystorem R710 – dla taśmy chromowej (7 V ±0,5 dB).

Wszystkie wymienione elementy, poza elementami znajdującymi się w układzie generatora prądu podkładu i kasowania, są związane z jednym kanałem (lewym). Elementy w kanale drugim (prawym) mają oznaczenia cyfrowe rozpoczynające się od 201, 401 i 601.

Układy realizujące funkcje przełączania i sterowania elementami wykonawczymi – elektromagnesami pracują z tranzystorami T801 do T835.

Po włączeniu magnetofonu do sieci może zadziałać tylko układ otwierania kasety zrealizowany z tranzystorami T809, T810 i T811. Włożenie kasety do kieszeni i zamknięcie jej powoduje

KANAŁ PRAWY

UWAGI:

1. Napięcia na tranzystorach T805, T806, T808 oraz na silniku M2 są mierzone w czasie włączonego przewijania w lewo.
2. Napięcia na tranzystorach T301, T302, T303 mierzone są przy włączonym zapisie.
3. Wszystkie napięcia pomierzono względem masy woltomierzem o oporności wewnętrznej 20 kΩ/V.
4. Przełącznik napięć zasilania w poz. 220V/50Hz.

Normalnie włączony
Normalnie wyłączony

Przełącznik napięć zasilania
220V/50 Hz
127V/50 Hz

Schemat kasetowego magnetofonu stereofonicznego Hi-Fi typ MSH-101

dopiero włączenie napięcia zasilającego za pośrednictwem przełącznika W9 do układów przewijania, zapisu, startu, pauzy i auto-stopu.

Tranzystory T804, T805 (przerzutnik bistabilny) oraz T806 (tranzystor sterujący) i T816, T819 (tranzystory wykonawcze) pracują w układach przewijania taśmy w lewo. W układach przewijania taśmy w prawo pracują odpowiednio tranzystory T813, T814, T815, T818 i T817. Silnik przewijania taśmy (M2) jest włączony w przekątną mostka zrealizowanego z tranzystorami T816...T819. Zmiana kierunków obrotów silnika, a tym samym zmiana kierunku przewijania taśmy, jest uzyskiwana przez zmianę polaryzacji tranzystorów w mostku. Przy przewijaniu taśmy w lewo w stan nasycenia są wprowadzane tranzystory wykonawcze T816 i T819, a przy przewijaniu w prawo – tranzystory T818 i T817. Po wciśnięciu klawisza przełącznika W1 (przewijanie w lewo) lub W2 (przewijanie w prawo) następuje zablokowanie układów startu, zapisu i pauzy dzięki doprowadzeniu wysokiego potencjału do baz tranzystorów T821, T828 i T831 z rezystora R812 lub R829.

Włączenie przerzutnika startu (wciśnięcie klawisza przełącznika W3) pracującego z tranzystorami T820 i T822 powoduje wprowadzenie w stan nasycenia tranzystory T825 oraz T826 i tym samym zadziałanie elektromagnesu startu (EL-1) uruchamiającego przesuw taśmy. Włączenie przerzutnika pauzy (wciśnięcie klawisza przełącznika W4) pracującego z tranzystorami T827 i T829, tak w czasie odczytu, jak i zapisu, powoduje „zwolnienie" elektromagnesu startu i zatrzymanie taśmy. Przełącznik W4 umożliwia jednocześnie doprowadzenie napięcia zasilającego do przerzutnika pauzy i odłączenie tego napięcia od przerzutnika startu.

Włączenie przerzutnika zapisu (wciśnięcie klawisza przełącznika W5) pracującego z tranzystorami T830 i T832 powoduje wprowadzenie w stan nasycenia tranzystory kluczujące T823 oraz T824. W konsekwencji tego zostają wprowadzone w stan nasycenia także tranzystory T833, T834 i T835. Elektromagnes zapisu (EL-2), który w efekcie tego zadziała, powoduje ustawienie przełącznika rodzaju pracy w pozycji „zapis".

Przerzutnik zapisu może być włączony tylko wtedy, gdy nie jest włączona inna funkcja. W przypadku, gdy jest włączona inna funkcja, uruchomieniu przerzutnika zapisu zapobiegają układy z tranzystorami kluczującymi T831 (w czasie przewijania taśmy) i T823 (w czasie odczytu i pauzy).

Tranzystor T801 wraz z rezystorem R803 i kondensatorem C802 tworzą układ całkujący, który „zlicza" impulsy z kontaktronu współpracującego z wirującym magnesem pierścieniowym. Koniec taśmy jest sygnalizowany brakiem impulsów z kontraktronu. Po zaniku impulsów zaczyna przewodzić tranzystor T801 powodując rozładowanie kondensatora C802. Gdy napięcie na nim osiągnie wartość około 0,7 V zaczynają przewodzić tranzystory T802 i T803. Powstały w tym czasie impuls na kolektorze tranzystora T803 powoduje wyłączenie magnetofonu (auto-stop).

Tranzystory T807 i T808 współpracujące z elektromagnesem EL-3 zapewniają odpowiednie hamowanie lewego talerza.
Prawie wszystkie napięcia zasilające są stabilizowane. Nie jest stabilizowane tylko napięcie zasilające wzmacniacze z elektromagnesami.

Z.B.

Od Redakcji

Obecnie jest produkowany w ZR DIORA kasetowy magnetofon stereofoniczny Hi-Fi typ MDS-410S. Układy elektryczne w tym magnetofonie są takie same jak w magnetofonie typ MSH-101. Różni się on od magnetofonu MSH-101 tylko innym rozwiązaniem przełączników.

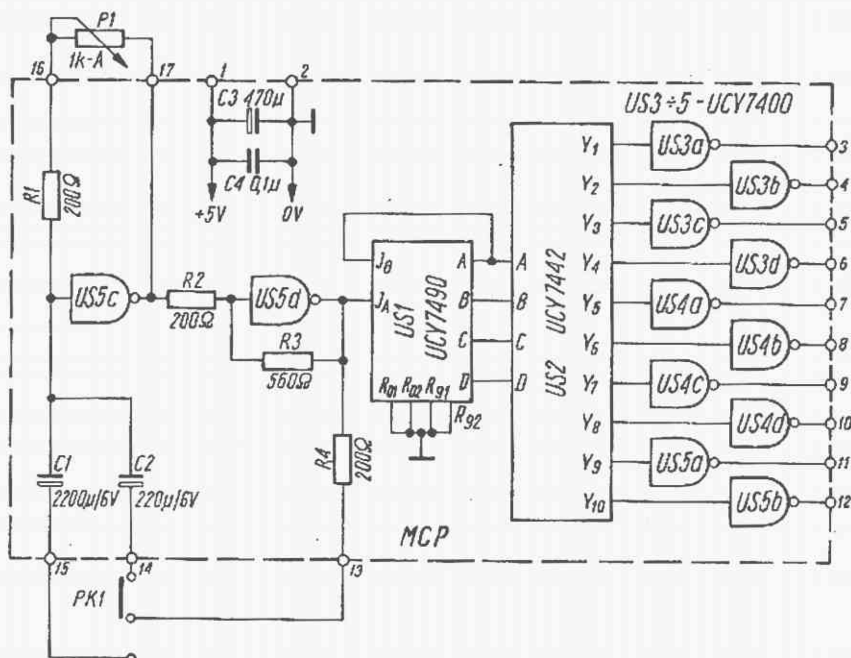
Dyskotekowy układ iluminacyjny – *Cd. ze str. 14*

MODUŁ MCP

Moduł spełnia funkcję cyfrowego przełącznika sterowanego przez generator wolnych przebiegów prostokątnych. Generator wolnych przebiegów skonstruowano w oparciu o dwie bramki NAND (US5c i US5d). Częstotliwość przebiegu prostokątnego jest regulowana za pomocą potencjometru P1. Generator ma dwa podzakresy częstotliwości zmieniane przełącznikiem PK1.

Przebieg otrzymywany z generatora steruje licznikiem binarnym UCY7490 (US1), który z kolei steruje wejściami dekodera UCY7442 (US2). Nie wysterowany dekoder ma na wyjściach (Y1...Y10) stan wysoki, czyli „1 logiczną", a wysterowany przełącza, w takt generatora wolnych przebiegów, stan niski, czyli „0 logiczne", kolejno od wyjścia Y1 do Y10 itd.

Stany wyjść dekodera są zmienione przez bramki NAND ze zwartymi wejściami US3a...US3b, wskutek czego na wyjściach 3...12 modułu pojawia się kolejno



Rys. 8. Schemat modułu przełącznika cyfrowego (MPC)

stan „1 logicznej", służący do sterowania dalszych modułów. Układ nie wymaga żadnej regulacji, pod warunkiem zastosowania sprawdzonych elementów.

Układ generatora wolnych przebiegów jest identyczny jak układ zastosowany w module MGP.

MODUŁY PS1...PS4

Konstrukcję modułów oparto na scalonych zasilaczach serii μA78... i μA79... firmy Texas Instruments. Zasilacze te mają prąd wyjściowy 1,5 A. Obojętne jest, czy zastosuje się układ z oznaczeniem końcowym M lub C. W modelowych modułach zastosowano następujące układy scalone: w PS1, jako zasilacz napięcia dodatniego 15 V – układ μA7815C; zasilacz napięcia ujemnego 15 V – układ μA79 15C; w modułach PS2...PS4, jako zasilacze napięcia dodatniego 5 V (TTL) – układ μA7805C.

Ze względu na małą liczbę elementów zewnętrznych, ww układy są nadzwyczaj dogodne do zastosowania. Istotne jest zablokowanie wyjść tych układów scalonych kondensatorami ferroelektrycznymi o pojemności 0,1 μF; kondensatory te należy przylutować bezpośrednio do nóżek układu.

Kondensatory elektrolityczne przyłączone do wyjść powinny być tantalowe. W ostateczności można próbować zastosować zwykłe kondensatory elektrolityczne, należy jednak wówczas sprawdzić oscyloskopem, czy układ nie wzbudza się na częstotliwości rzędu 100 kHz. W przypadku wykrycia generacji należy równolegle do zwykłego kondensatora elektrolitycznego przyłączyć kondensator tantalowy o dowolnej pojemności (np. 1 μF). Układy scalone należy zaopatrzyć w radiatory o powierzchni czynnej ok. 50 cm^2.

ZALECENIA KOŃCOWE

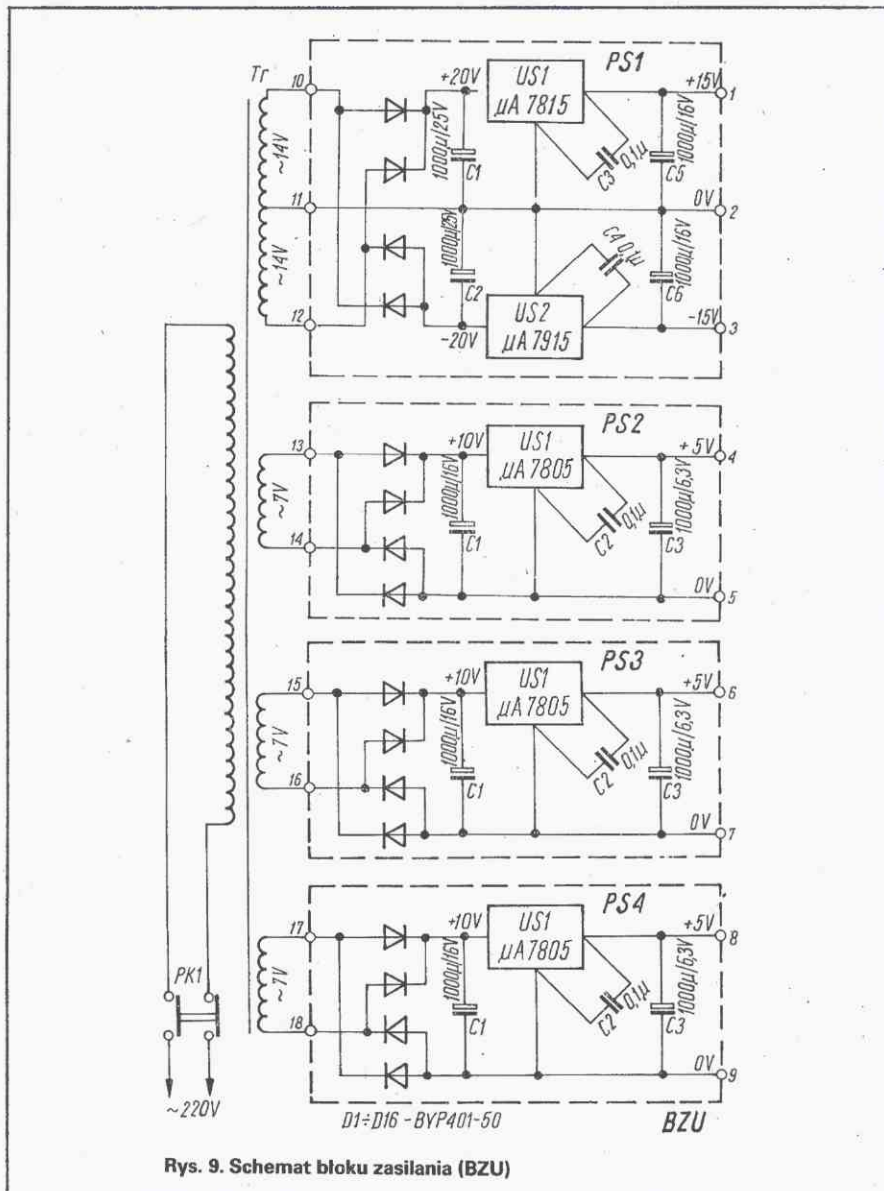
W modelowym urządzeniu zastosowano triaki i tyrystory 25 A/600 V, a w reflektorach – żarówki o mocy 100 W.

Urządzenie może pracować w czterech reżimach:

1. W bloku BCC włączone moduły MGP; w bloku BAC włączone moduły MGP – przemiennie świeci się zawsze 25 reflektorów.

2. W bloku BCC włączone moduły MCP; w bloku BAC włączone moduły MGP – przemiennie świeci się zawsze 5 reflektorów.

3. W bloku BCC włączone moduły MGP – w bloku BAC włączone moduły MFA – zależnie od widma częstotliwościowego sygnału akustycznego świeci się zmienna liczba reflektorów (nie większa niż 50).



Rys. 9. Schemat bloku zasilania (BZU)

4. W bloku BCC włączony moduł MCP; w bloku BAC włączone moduły MFA – jak w pkt. 3, z tym że świeci się maksymalnie 10 reflektorów.

Jak z powyższego wynika, urządzenie pobiera z sieci maksymalną moc równą mocy pobieranej przez 50 żarówek zastosowanych w reflektorach zasilanych przebiegiem zawierającym tylko jedną połówkę sinusoidy. Moc pobierana ma więc wartość nieco większą niż połowa nominalnej wartości mocy żarówek. Należy pamiętać, że żarówka nie w pełni wykorzystana ma zimniejsze włókno, a zatem mniejszą rezystancję. Stosując w urządzeniu (reflektorach) żarówki o z góry założonej mocy, można przyjąć maksymalny prąd triaków i tyrystorów 1,5 raza większy od prądu pobieranego przez 10 zastosowanych żarówek zasilanych przez diody.

Do wartości maksymalnej prądu pobieranego przez urządzenie należy dostosować linię zasilającą oraz odłącznik ŁK (rys. 1). Ponieważ w urządzeniu występuje napięcie sieci, obudowę urządzenia należy starannie izolować od elementów, na których występuje to napięcie, a całość obudowy starannie uziemić za pomocą przewodu miedzianego o przekroju co najmniej 4 mm^2. Jako uziemienie może służyć instalacja wodociągowa (w żadnym przypadku nie wolno przyłączać instalacji iluminacyjnej do instalacji gazowej lub centralnego ogrzewania).

Należy również pamiętać o uziemieniu metalowych obudów reflektorów.

Istotne jest także takie zamocowanie reflektorów, aby nie stwarzały one zagrożenia pożarowego, a w razie pęknięcia kolorowego filtru szklanego, nie zagrażały uczestnikom dyskoteki skaleczeniem.

Instalacja do zasilania reflektorów powinna być prowadzona po ścianach co najmniej 2,5 m nad podłogą lub po suficie pomieszczeń. Spotyka się czasami ułożenie przewodów pod wykładziną podłogową – jest to sposób wysoce niewskazany, grożący uszkodzeniem instalacji.

SAB0600 – trójtonowy gong elektroniczny

Przedstawicielstwo firmy Siemens w Polsce udostępniło redakcji próbki układów scalonych SAB0600 do praktycznego wypróbowania.
SAB 0600 może służyć jako typowy przykład rozwoju konstrukcyjnego układów scalonych dających znaczne praktyczne korzyści. Za pomocą jednego, wąsko wyspecjalizowanego układu scalonego realizuje się obecnie funkcje, do spełnienia których trzeba było przedtem użyć 5...10 prostszych, bardziej uniwersalnych układów.
SAB0600 zawiera układ nadający się do trójtonowego gongu elektronicznego, który może znaleźć wiele zastosowań: w domach (zamiast dzwonka do drzwi wejściowych), na dworcach kolejowych i lotniczych oraz w dużych domach towarowych do sygnalizowania zapowiedzi i komunikatów, w różnego rodzaju urządzeniach jako układ sygnalizacyjny, np. w windach i aparaturze medycznej.

Do wyjaśnienia sposobu działania układu scalohego SAB 0600 służy wewnętrzny schemat blokowy na rys. 1.

Generator RC wytwarza drgania o częstotliwości podstawowej około 13,2 kHz, z których uzyskuje się po podzieleniu, częstotliwości poszczególnych tonów: 660, 550, 440 Hz. Podstawowa częstotliwość generatora jest określona wartościami zewnętrznych elementów RC. Jedna z trzech uzyskanych częstotliwości jest dalej dzielona, a uzyskany przebieg wykorzystuje się do ustalania czasu trwania kolejnych dźwięków, a w konsekwencji – całego sygnału. W torze kształtowania każdego z trzech składowych dźwięków znajduje się przetwornik cyfrowo-analogowy C/A. Te trzy przetworniki wpływają na sygnał w taki sposób, że poszczególne dźwięki, po tym jak zabrzmią, odzywają się ponownie znacznie ciszej „przeplatając się" wzajemnie, tworząc efekt pogłosu lub echa.

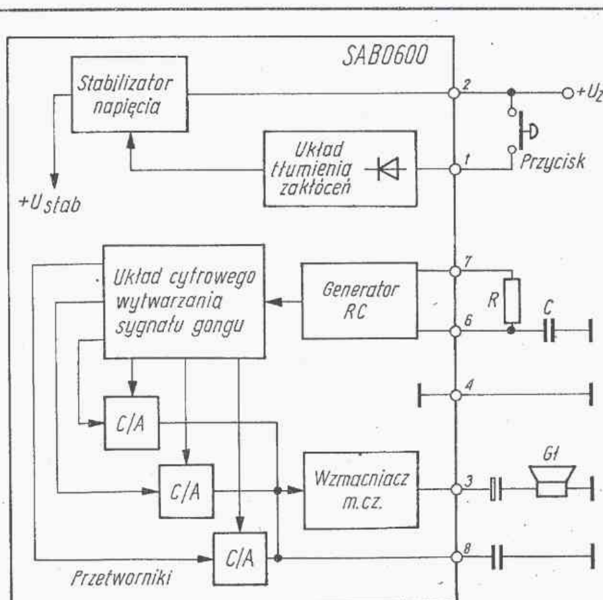
Sygnały wyjściowe mają przebieg zbliżony do prostokątnego. Dla zmniejszenia zawartości harmonicznych, do końcówki 8 można dołączyć kondensator. Moc wyjściowa wynosi około 160 mW, co w większości przypadków jest wartością wystarczającą. Wewnętrzny stabilizator zmniejsza wpływ wahań zasilającego napięcia na pracę układu. W wewnętrznej strukturze zastosowano również układ przeciwdziałający niebezpieczeństwu przypadkowego włączenia gongu przez impulsy zakłócające, pojawiające się w sieci.

Układ pobiera prąd ze źródła zasilającego tylko w stanie aktywnym i po wytworzeniu sygnału samoczynnie się wyłącza. Prąd spoczynkowy jest minimalny – około 1 μA. Uruchomienie gongu następuje po krótkotrwałym dołączeniu dodatniego napięcia stałego lub napięcia zmiennego do końcówki 1.

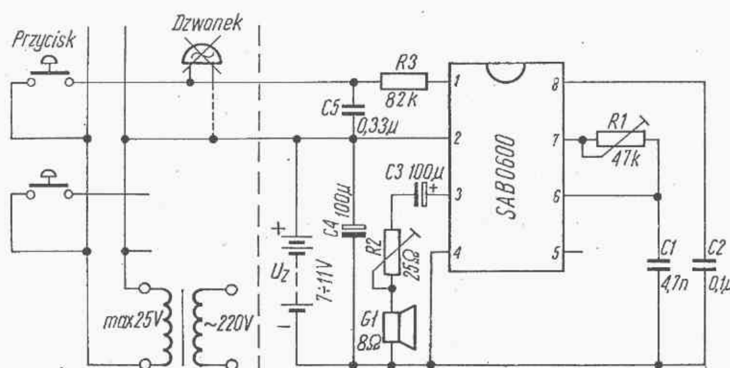
Na rysunku 2 przedstawiono schemat aplikacyjny układu SAB 0600, przyłączonego do istniejącej w budynku mieszkalnym instalacji dzwonkowej, zasilanej prądem zmiennym. Układ jest zasilany z baterii, której napięcie może wynosić od 7 do 11 V. Do końcówki 1 dołączono napięcie zmienne z transformatora dzwonkowego. Napięcie to jest prostowane za pomocą diody znajdującej się wewnątrz układu scalonego. Należy jednak pamiętać, że napięcie na końcówce 1 nie może mieć wartości większej niż napięcie zasilające, natomiast musi być większe niż 1,5 V. Układ nie reaguje, jeśli sygnał wyzwalający (doprowadzony do końcówki 1) trwa krócej niż 2 ms. Elementy R3 i C5 tworzą zewnętrzny dodatkowy filtr zapobiegający uruchomieniu gongu przez przypadkowe impulsy zakłócające, które mogłyby pojawić się w instalacji dzwonkowej prądu zmiennego. Ponadto rezystor R2 ogranicza do bezpiecznej wartości napięcie doprowadzane do końcówki 1.

Głośnik jest dołączony do układu za pomocą zmiennego rezystora drutowego R2, umożliwiającego regulację siły dźwięku. Wysokość dźwięku i czas trwania całego sygnału reguluje się stosownie do własnych upodobań za pomocą rezystora R1. Jak wspomniano wcześniej, kondensator C2 ogranicza zawartość harmonicznych o wyjściowym sygnale, wpływając na brzmienie gongu.

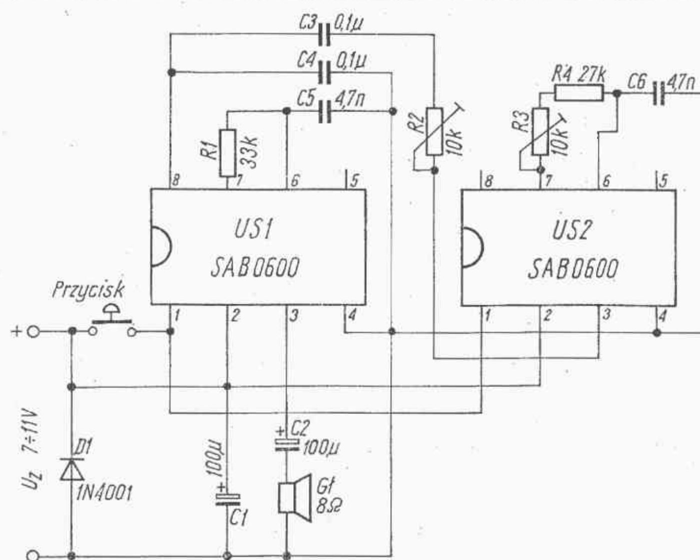
Ze schematu na rysunku 2 wynika, że zainstalowanie elektronicznego gongu w mieszkaniu nie wymaga wprowadzania zmian do istniejącej instalacji dzwonko-



Rys. 1. Schemat blokowy układu scalonego SAB0600



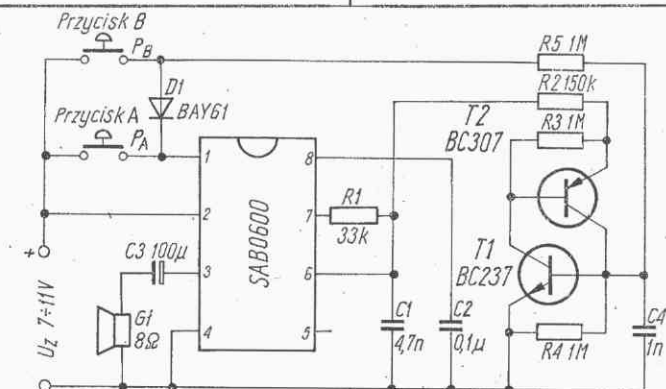
Rys. 2. Podstawowy schemat aplikacyjny trójtonowego gongu



Rys. 3. Schemat gongu z dwoma układami scalonymi

W niektórych zastosowaniach istnieje potrzeba włączania gongu z dwu różnych miejsc, a przy tym rozróżniania, z którego pomieszczenia włączano sygnał. Takie rozwiązania może znaleźć zastosowanie, jeśli gong elektroniczny zainstalowano, np. w willi, do której prowadzą dwa wejścia.

Schemat układu gongu uruchamianego z dwóch miejsc przedstawiono na rysunku 4. Po naciśnięciu przycisku PA brzmienie gongu (częstotliwość dźwięków i czas trwania) są określone wartościami elementów R1 i C1. Tranzystory T1 i T2 tworzą znany z techniki sterowania tyrystorów i triaków układ impulsowy. Po naciśnięciu przycisku PB, za pośrednictwem diody D1 włącza się układ gongu. Jednocześnie tranzystory T1 i T2 przechodzą w stan aktywny, to znaczy są nasycone i rezystor R1 zostaje zbocznikowany re-



Rys. 4. Schemat gongu uruchamianego z dwu różnych miejsc

wej. Po prostu odłącza się dzwonek, a przewody od jego instalacji dołącza do gongu elektronicznego.

Można uzyskać jeszcze pełniejsze i efektowniejsze brzmienie, jeśli zainstaluje się dwa gongi o częstotliwościach dobranych w taki sposób, aby różnica między nimi wynosiła nieco mniej niż 3%.

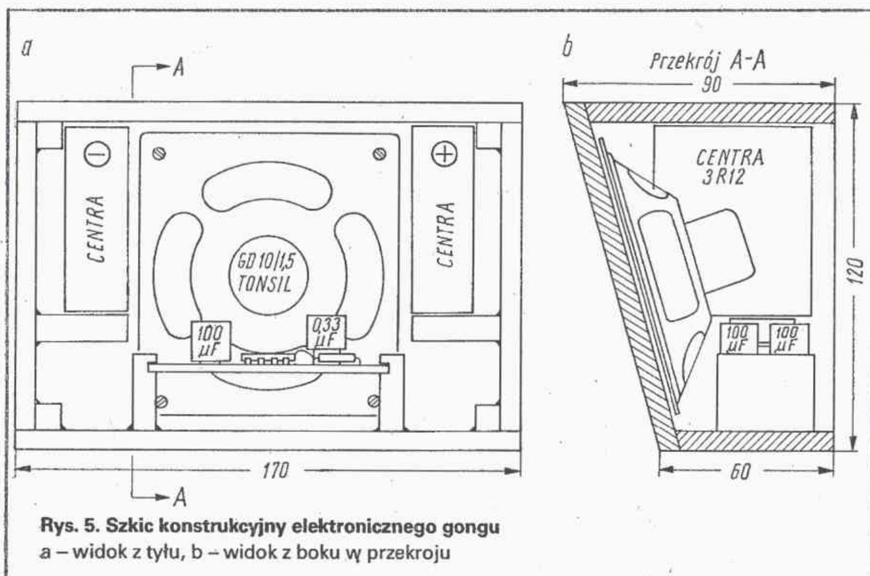
Podobne efekty uzyskuje się bardziej ekonomicznie, wykorzystując dwa układy scalone, ale tylko jeden głośnik. Schemat takiego układu przedstawiono na rys. 3. Końcówki obwodu sterowania 1, zasilania 2 i 4 obydwu układów są połączone równolegle. Głośnik jest dołączony do pierwszego układu. Obydwa układy są sprzężone ze sobą w taki sposób, że sygnał wyjściowy układu US2 jest wprowadzany za pomocą elementów sprzęgających, kondensatora C3 i rezystora nastawnego R2 do wejścia wzmacniacza m. cz. układu US1. Nastawny rezystor R3 służy do regulacji częstotliwości podstawowego generatora układu US2. Dioda D1, która może być wykorzystana również w innych układach aplikacyjnych (rys. 2 i 4), chroni układy scalone w razie niewłaściwego dołączenia napięcia zasilającego z odwrotną polaryzacją.

zystorem R2. Zbocznikowanie rezystora R1 sprawia, że zmniejsza się prąd ładowania kondensatora C1, co powoduje zmniejszenie się częstotliwości generatora i wydłużenie czasu trwania sygnału gongu, to zaś umożliwia rozpoznanie, który z przycisków został unieruchomiony. Po wyłączeniu się gongu układ z tranzystorami T1 i T2 przestaje przewodzić, powodując odłączenie rezystora R2 od masy.

W celu praktycznego sprawdzenia działania układów scalonych SAB 0600 zmontowano układy według schematów z rysunków 2 i 3. Próbując działanie gongu z jednym układem scalonym zmieniano wartość rezystora R1, od którego zależy wysokość tonów i czas trwania dźwięku. Wyniki obserwacji przedstawiono w tablicy.

W stanie aktywnym układu pobór prądu baterii 9 V (dwie baterie typu 3R12 połą-

R1 (kΩ)	Czas trwania dźwięku (s)	Brzmienie dźwięku (tony)
47	10	niskie
22	5	średnie
10	2,5	wysokie



Rys. 5. Szkic konstrukcyjny elektronicznego gongu
a – widok z tyłu, b – widok z boku w przekroju

czone szeregowo) wynosił około 90 mA, a prąd spoczynkowy około 0,5 μA. Nie ma zatem obawy, że baterie szybko się wyczerpią.

Po zmontowaniu układu z dwoma układami salonymi SAB 0600 sprawdzano działanie gongu w zależności od wartości rezystorów R1, R2, R3. Oczywiście zmiany wartości rezystora R1 wywołują takie same skutki, jak w poprzednio badanym układzie. Zmniejszanie wartości rezystora R3 powodowało zwiększanie się efektu pogłosu pojawiającego się po zaniku kolejnych podstawowych trzech tonów. Podobne zjawiska można było zaobserwować regulując rezystor R2. Pobór prądu był podobny jak w pierwszym układzie.

Ostatecznie zbudowano elektroniczny gong z jednym układem scalonym (rys. 2). Elementy elektroniczne umieszczono na płytce drukowanej typu uniwersalnego, wychodząc z założenia, że tak prosty schemat połączeń nie wymaga projektowania połączeń drukowanych.

W modelowym egzemplarzu zastosowano głośnik typu GD 10/1,5 1,5 W/8 Ω. Dobrano eksperymentalnie wartość rezystora R1 – 25 kΩ.

Obudowę, której szkic uwidoczniowo na rys. 5, wykonano ze sklejki o grubości 6 mm, sklejając epidianem poszczególne elementy. Obudowę zabarwiono bejcą, a następnie pokryto bezbarwnym lakierem. Obydwie baterie zasilające są wciśnięte w specjalne gniazda. Płytkę z elementami elektronicznymi umieszczono na odpowiednio ukształtowanych drewnianych wspornikach.

Gong dołączono do istniejącej instalacji dzwonka elektrycznego. W czasie eksploatacji trwającej około 3 miesięcy nie stwierdzono przypadków włączania się gongu spowodowanego oddziaływaniem zakłóceń z sieci elektrycznej. Baterie nie wykazują zużycia.

Wydaje się, że tego rodzaju układy scalone znalazłyby zastosowania na tyle powszechne, że mogłaby być opłacalna ich produkcja lub import. „J"

LITERATURA

Siemens Components 4/81

mgr inż. ADAM KOWALCZYK

Elektroniczny woltomierz analogowy VA105

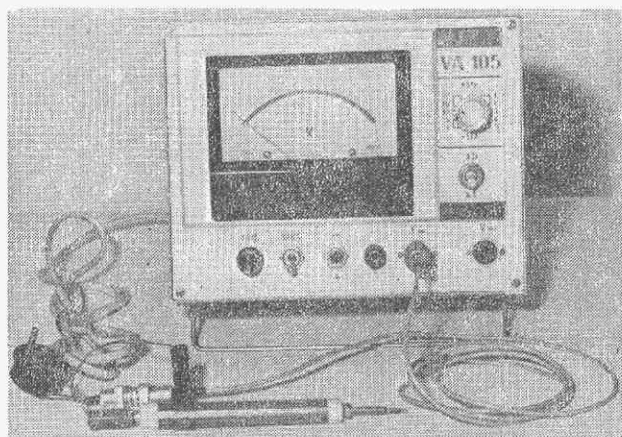
Opisany niżej woltomierz elektroniczny umożliwia pomiar napięć stałych i zmiennych w 10 zakresach pomiarowych z wykorzystaniem wspólnej liniowej skali. Przewidziany jest także do współpracy z modułowym systemem pomiarowym MSP-1, opisanym w [3], gdzie stosowany jest w charakterze przetwornika końcowego (wskazującego) dla 5 miejsc pomiarowych. Takie rozwiązanie umożliwia ekonomiczne połączenie funkcji niezależnego wielozakresowego woltomierza elektronicznego jak i ważnej części funkcjonalnej w MSP-1.

Realizowane funkcje, zakresy napięciowe, częstotliwościowe, wartości rezystancji wejściowej oraz maksymalne błędy pomiaru zestawiono w tablicy.

Przyrząd ma wymiary: 220×170×200 mm. Moc pobierana przy zasilaniu 220 V, 50 Hz wynosi 3 W.

Parametry techniczne woltomierza VA-105

Funkcja	Zakres napięcia (V)	Zakres częstotl. [kHz]	Rezystancja wejśc. [MΩ]	Maksymalny błąd pomiaru w % wartości zakresu
Woltomierz napięcia stałego i zmiennego	1 (5)		1	
	3 (15)	0,01...100	3	Napięcie stałe ±2,5%
	10 (50)	(0,01...40)	10	
	20 (100)		20	Napięcie zmienne ±3%
	60 (300)		60	
Wskaźnik dla MSP-1	1 (5)		1	
Miernik napięć zasilania ±9 V	10 (50)		10	
Woltomierz w.cz. z sondą	1 (5)	5... 500 000	0,137	±5%
	3 (13)		0,197	



Rys. 1. Widok ogólny woltomierza VA105

Obudowę wykonano z blachy aluminiowej malowanej emalią nitro.

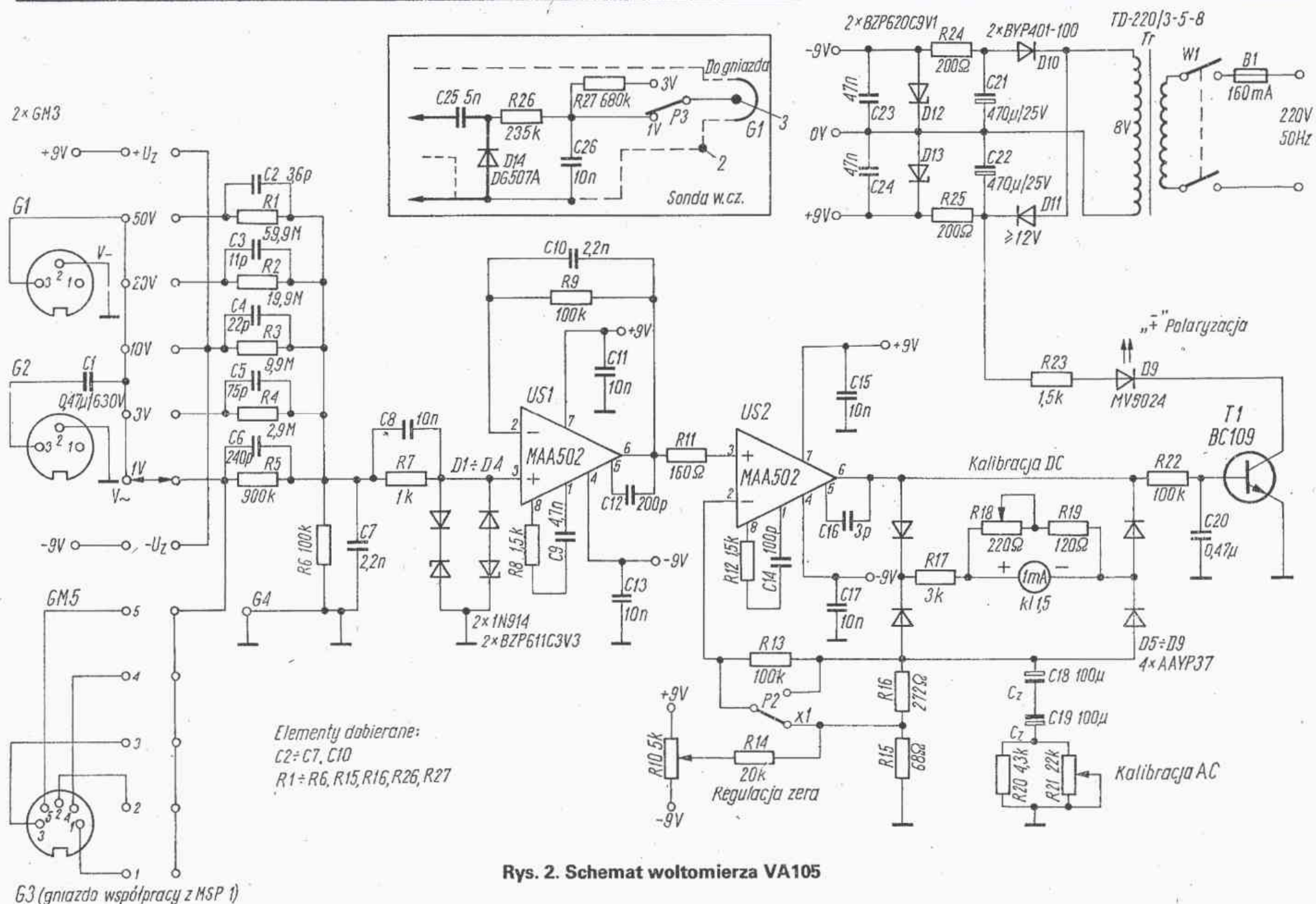
Widok miernika przedstawiono na rys. 1.

Na płycie czołowej umieszczono: miliamperomierz, gniazda wejściowe, przełączniki zakresów napięciowych, wyłącznik sieciowy, sygnalizator biegunowości mierzonego napięcia. Na tylnej ściance przyrządu znajdują się: gniazdo bezpiecznika, gniazdo współpracy z MSP-1 oraz doprowadzenie sznura sieciowego.

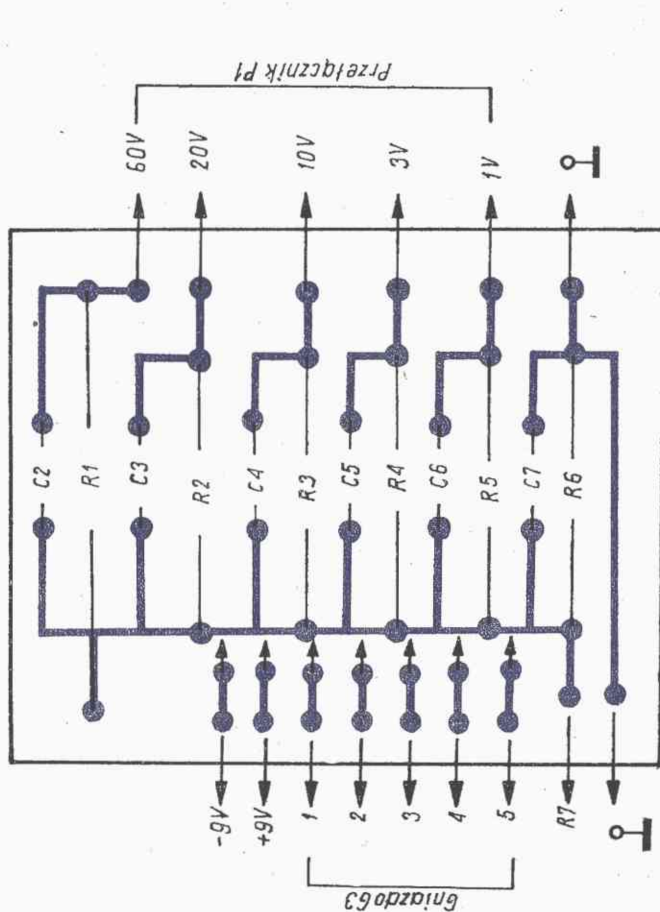
Schemat ideowy woltomierza przedstawiono na rysunku 2.

Za pomocą przełącznika P1 wybierana jest funkcja (woltomierz, wskaźnik systemu) oraz zakres mierzonego napięcia dla woltomierza.

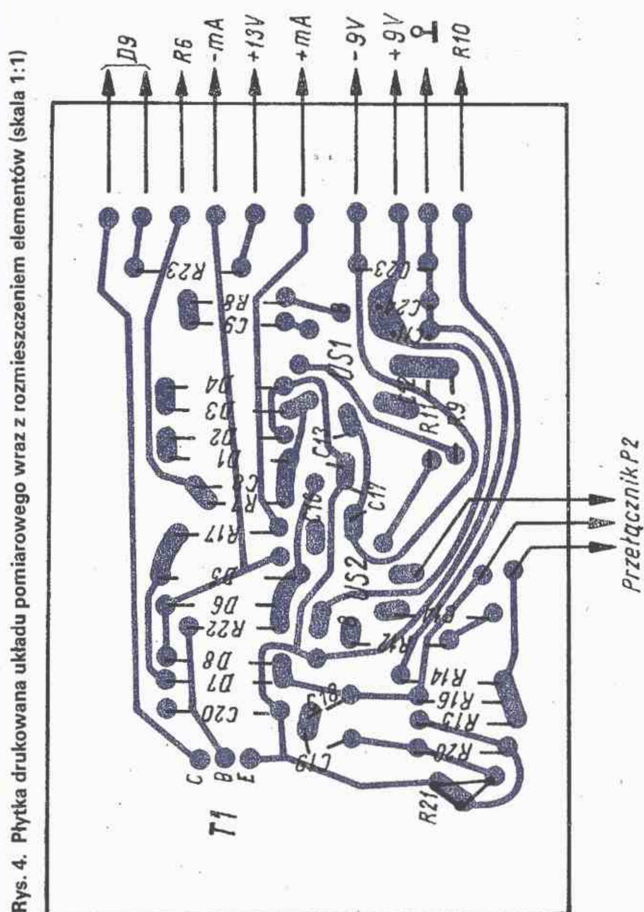
Napięcie mierzone Ux bezpośrednio lub przez kondensator oddzielający C1, obniżone w odpowiednim stosunku dzielnikiem napięcia (skompensowanym pojemnościowo dla napięć zmiennych), jest doprowadzane do układu dopasowującego rezystancję na wzmacniaczu operacyjnym US1. Z wyjścia układu US1 napięcie jest doprowadzane do prostownika aktywnego dwupołówkowego, wykonanego na wzmacniaczu US2.



Rys. 2. Schemat woltomierza VA105



Rys. 3. Płytka drukowana układu wejściowego wraz z rozmieszczeniem elementów (skala 1:1)



Rys. 4. Płytka drukowana układu pomiarowego wraz z rozmieszczeniem elementów (skala 1:1)

Dla napięć stałych wartość prądu płynącego przez miliamperomierz wynosi:

w pozycji x1 przełącznika P2 $IA1 = k\frac{Ux}{R15}$

w pozycji x5 przełącznika P2 $IA2 = k\frac{Ux}{R15+R16}$

przy czym: k – współczynnik wzmocnienia toru pomiarowego.
Przy warunku, że R16 = 4·R15, w pozycji x5 przełącznika P2, przy takim samym napięciu wejściowym i współczynniku k, otrzymamy: IA2 = 0,2 IA1, czyli pięciokrotne zmniejszenie czułości układu.

Przełącznik P2 spełnia więc dodatkową funkcję zmiany zakresu pomiarowego przyrządu.

Potencjometr R10 służy do elektrycznej regulacji zerowego położenia wskazówki miernika.

Jako wskaźnik polaryzacji dodatniej pracuje dioda D9 sterowana prądem tranzystora T1. Zastosowany tu prosty układ ma strefę nieczułości, wynoszącą około 10% wartości zakresu pomiarowego, co praktycznie nie ma znaczenia ze względu na niedokonywanie pomiarów na tym odcinku skali z powodu rosnącej niedokładności odczytu.

Przy pomiarze napięć zmiennych miliamperomierz wskazuje wartość średnią prostowanego pełnookresowo sygnału wejściowego, która dla kształtu sinusoidalnego jest $\frac{\Pi}{2\sqrt{2}} = 0.9$ razy mniejsza od wartości skutecznej.

Dla wyskalowania miernika w wartościach skutecznych należy przy pomiarze napięć zmiennych zwiększyć czułość układu w stosunku 1:0,9 = 1,11 razy. W opisanym przyrządzie zrealizowano to za pomocą równoległego włączenia do sumarycznej rezystancji R15+R16 bocznika dla prądów zmiennych, składającego się z szeregowo połączonych pojemności Cz oraz rezystancji Rz.

Pojemność Cz powinna minimalnie wpływać na wypadkowy opór dla prądu zmiennego już przy najmniejszej częstotliwości zakresu pomiarowego.

Ze względu na potrzebę zastosowania kondensatora niebiegunowego o stosunkowo dużej wartości pojemności Cz wykorzystano szeregowe przeciwsobne połączenie kondensatorów tantalowych o pojemności 100 μF każdy.

Dokładną regulację wartości wzmocnienia układu dla napięć zmiennych przeprowadza się przy skalowaniu przyrządu za pomocą rezystora nastawnego R21.

Do pomiaru napięć zmiennych o częstotliwościach od 5 kHz do 500 MHz służy sonda w.cz., która jest dołączona do gniazda G1. W sondzie zastosowano diodę germanową D14 pracującą w układzie równoległym. Na wyjściu filtru dolnoprzepustowego składowa stała napięcia wyprostowanego jest prawie równa wartości szczytowej napięcia mierzonego.

W celu uzyskania wskazań w wartościach skutecznych dla założonego zakresu pomiarowego i kształtu napięć (sinusoidalnych) służą dobierane rezystancje R26 i R27.

Przy małych wartościach mierzonych napięć w.cz. (<0,5 V) pomiary należy traktować orientacyjnie z powodu nieliniowej charakterystyki diody półprzewodnikowej.

Ze względu na dopuszczalne napięcie wsteczne zastosowanej diody maksymalne skuteczne napięcie mierzone sondą nie może przekraczać 15 V.

Zasilacz sieciowy woltomierza dostarcza dwóch stabilizowanych diodami Zenera napięć +9 V i –9 V oraz niestabilizowanego napięcia +12 V dla wskaźnika polaryzacji.

Układ elektroniczny woltomierza został zmontowany na trzech płytkach: układu wejściowego, układu pomiarowego i zasilacza.

Rozmieszczenie elementów na płytkach jest przedstawione na rysunkach 3, 4 i 5.

Podstawową czynnością przy wykonywaniu części elektronicznej woltomierza jest wykonanie płytek drukowanych oraz montaż elementów elektronicznych.

W układzie wejściowym należy użyć rezystorów dobieranych z dużą dokładnością (przynajmniej 1%), gdyż decydować to będzie o dokładności woltomierza. W układzie pomiarowym wartości rezystancji R15 i R16 nie muszą dokładnie wynosić 68 i 272 Ω, jednak ściśle zachowany musi być stosunek równy 0,25.

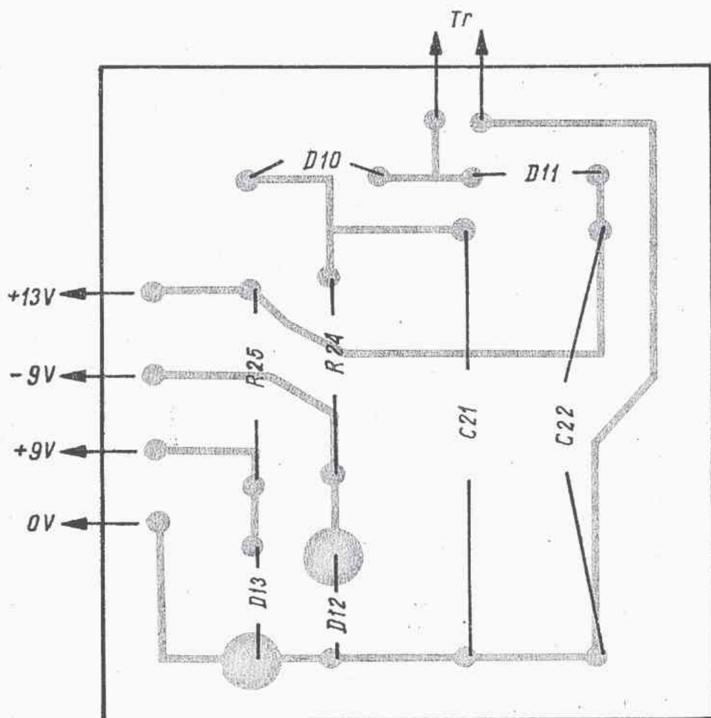
Uruchomienie rozpoczyna się od sprawdzenia prawidłowej pracy zasilacza. Należy w tym celu obciążyć obydwa stabilizowane wyjścia zasilacza rezystancjami 510 Ω/0,5 W i woltomierzem napięcia stałego zmierzyć wartości napięć. Przy prawidłowych wartościach napięć możemy zasilacz przyłączyć do układu pomiarowego.

Do uruchomienia układu pomiarowego łącznie z układem wejściowym niezbędne są: źródło napięcia stałego, regulowane od 0,050 do 10 V, generator napięć sinusoidalnych (10 Hz...1 MHz) woltomierz napięcia stałego i zmiennego klasy 1,5.

W czynnościach wstępnych ustawiamy:
– przełącznik P1 – w położenie 1 V
– przełącznik P2 – w położenie x1
– potencjometr R10 – w położenie środkowe
– potencjometr R18 – w położenie końcowe (wartość maks.)
– potencjometr R21 – w położenie zerowe (wartość maks.).

Zwiera się wejście woltomierza przez gniazdo G1 i potencjometrem R10 (regulacja zera) sprawdza się układ zerowania. Przy prawidłowej pracy wskazówka przyrządu daje się ustawić na początku skali, a w skrajnych położeniach potencjometru wychylenie powinno wynosić około 30% zakresu. Po wyzerowaniu układu rozwiera się wejście i do gniazda G1 doprowadza się napięcie stałe o wartości 1 V. Za pomocą potencjometru R18 (kalibracja DC) umieszczonego przy zaciskach miliamperomierza należy ustawić wskazówkę dokładnie na końcowej działce skali.

Jeżeli rezystory w dzielniku są dobrane z dokładnością 1% lub lepszą, to kalibracja obowiązuje praktycznie także na pozostałych zakresach pomiarowych dla napięć stałych.



Rys. 5. Płytka drukowana zasilacza wraz z rozmieszczeniem elementów (skala 1:1)

Następnie wyznacza się charakterystykę wskazań przyrządu w funkcji częstotliwości mierzonego napięcia przy utrzymaniu stałej wartości skutecznej napięcia sinusoidalnego doprowadzonego do gniazda G2, równej 1 V. W zależności od jej przebiegu należy korygować eksperymentalnie wartość pojemności C6 tak, aby charakterystyka była płaska w podanym w tablicy zakresie częstotliwościowym. Podobnie dokonujemy kompensacji częstotliwościowej dzielnika dobierając wartości kondensatorów C2...C5 na pozostałych zakresach pomiarowych napięć zmiennych.

W celu kalibracji woltomierza dla napięć zmiennych sinusoidalnych doprowadza się z generatora do gniazda G2 napięcie o częstotliwości 1 kHz i wartości skutecznej 1 V. Następnie za pomocą potencjometru R21 (kalibracja AC) ustawia się wskazówkę na pełne wychylenie skali.

Sondę w.cz. umieszczoną w metalowej obudowie łączy się z gniazdem G1 przewodem koncentrycznym. Przy wykonywaniu sondy należy pamiętać, aby przewody oznaczone na schemacie grubą linią były jak najkrótsze.

Po połączeniu sondy z gniazdem G1 ustawia się przełącznik P1 na zakres 1 V, a do wejścia sondy doprowadza się z generatora napięcie sinusoidalne o wartości skutecznej 1 V i częstotliwości 50 kHz.

Rezystor R26 należy tak dobrać, aby uzyskać maksymalne wychylenie wskazówki miernika. Podobnie dokonuje się kalibracji sondy na zakresie 3 V, dobierając wartość rezystora R27.

W takim samym układzie pomiarowym wyznacza się dolną częstotliwość graniczną sondy w.cz.
Górna częstotliwość pasma sondy zależy głównie od konstrukcji (montażu) sondy. Do jej eksperymentalnego wyznaczenia potrzebny jest: generator i woltomierz w.cz.
Przez przełączenie przełącznika P2 w pozycję x5 otrzymuje się pięciokrotne zwiększenie wszystkich podstawowych zakresów pomiarowych dla napięć stałych oraz zmiennych m.cz. i w.cz. Następuje przy tym (zgodnie z tablicą) zawężenie pasma częstotliwościowego woltomierza wskutek zmniejszenia się częstotliwości granicznej stopnia ze wzmacniaczem US2 pod wpływem zmniejszenia się szybkości narastania napięcia wyjściowego przy tym samym poziomie napięcia na wyjściu wzmacniacza [1].
Ostatnią czynnością jest sprawdzenie strefy nieczułości układu wskaźnika polaryzacji dodatniej (D9), wykorzystując do tego celu regulowane źródło napięcia.
Po wykonaniu wyżej opisanych czynności woltomierz jest przygotowany do pracy.

LITERATURA

[1] Eimbinder J. – Zastosowanie układów scalonych liniowych. WNT Warszawa 1974
[2] Gribanow J.I. – Izmierienja i pribory w radioliubitielskoj praktikie. Energia. Moskwa 1969
[3] Kowalczyk A. – Modułowy system pomiarowy MSP-1. „Radioelektronik" nr 9/1979
[4] Kulka Z., Nadachowski M. – Liniowe układy scalone i ich zastosowanie. WKŁ Warszawa 1974



Rejonowe Zawody Sprawnościowe Radiotelegrafistów

Zgodnie z planem zamierzeń programowej działalności LOK w 1982 r. odbyły się w dniach 24–25 kwietnia w Zamościu Rejonowe Zawody Sprawnościowe Radiotelegrafistów, których organizatorem był miejscowy Zarząd Wojewódzki LOK.

W zawodach uczestniczyło 9 ekip wojewódzkich II Rejonu, reprezentowanych łącznie przez 29 zawodników. Wystąpili przedstawiciele następujących ZW LOK: Bielsko-Biała, Katowice, Kielce, Krosno, Lublin, Opole, Rzeszów, Tarnobrzeg i Zamość.

Oficjalnego otwarcia zawodów dokonał wiceprezes ZW LOK w Zamościu ppłk inż. Ryszard Wojnarowicz. Następnie w pomieszczeniach Zarządu Wojewódzkiego LOK oraz Ośrodka Szkolenia Kierowców przeprowadzono konkurencje nadawania oraz odbioru radiogramów literowych i cyfrowych.

A oto klasyfikacja zawodników:

Kobiety
Mistrz LOK II Rejonu – Irena Sajchta z Rzeszowa (337 pkt)
Wicemistrz – Urszula Jargiełło SP-25001/OP z Opola (308 pkt)
Drugi wicemistrz – Urszula Rorbach SP8JWT z Zamościa (299 pkt)

Juniorzy
Mistrz LOK II Rejonu – Jacek Furmanik SP9MDS z Katowic (720 pkt)
Wicemistrz – Jacek Szaro SP-0022/KS z Krosna (632 pkt)
Drugi wicemistrz – Dariusz Grzeliński SP8COG z Zamościa (284 pkt)

Starsi juniorzy
Mistrz LOK II Rejonu – Marek Kluz SP8BVN z Krosna (642 pkt)
Wicemistrz – Stefan Szado SP8DJL z Zamościa (461 pkt)
Drugi wicemistrz – Janusz Krokosz SP8BKL z Lublina (271 pkt)

Seniorzy
Mistrz LOK II Rejonu – Stanisław Waleniak SP8IOD z Lublina (616 pkt)
Wicemistrz – Bogdan Sokołowski SP8JUR z Zamościa (310 pkt)
Drugi wicemistrz – Edward Zagdan z Kielc (238 pkt)

Zespołowo
Drużynowy Mistrz LOK II Rejonu – zespół ZW LOK Zamość (1429 pkt)
Wicemistrz – ZW LOK Katowice (1289 pkt)
Drugi wicemistrz – ZW LOK Krosno (1274 pkt)
IV miejsce – ZW LOK Lublin (1024 pkt)

Zwycięzcy w poszczególnych grupach otrzymali medale, dyplomy, nagrody rzeczowe oraz upominki ufundowane przez Zarząd Wojewódzki Społecznego Komitetu Przeciwalkoholowego. Najlepsze zespoły otrzymały dyplomy i efektowne puchary. Wręczali je: prezes ZW LOK – mgr inż. Marian Ozimek, sekretarz ZW ZSMP – Czesław Bosiak oraz sekretarz ZM LOK – Stanisław Jakubas. Ponadto w uroczystości zakończenia zawodów uczestniczyli: kierownik Działu Łączności ZG LOK – ppłk inż. Walerian Sadło, wiceprzewodniczący Komisji Łączności ZG LOK – Antoni Giedrojc SP5ZA i sekretarz ZW LOK – Antoni Pańko. Dla wszystkich uczestników zawodów pamiątkowe proporczyki ufundował Oddział Wojewódzki Państwowego Zakładu Ubezpieczeń.

Na zakończenie tej interesującej imprezy jej uczestnicy złożyli wiązankę kwiatów w Rotundzie – Muzeum Martyrologii Zamojszczyzny oraz zwiedzili Zamość.

Nad stroną organizacyjną czuwał zespół pracowników i działaczy LOK, którymi „dowodził" kierownik zawodów – mjr inż. Andrzej Głaz. Sędziami zawodów byli m.in.: SP5EW, SP5ZA, SP5ANC, SP8CEO, SP8GWI, SP9LDO, SP8DJB, SP9-1573/KA, SP-0032/ZA, SP-0106/ZA oraz sędzia główny SP8LZC.

Marian Marcinkiewicz SP8LZC

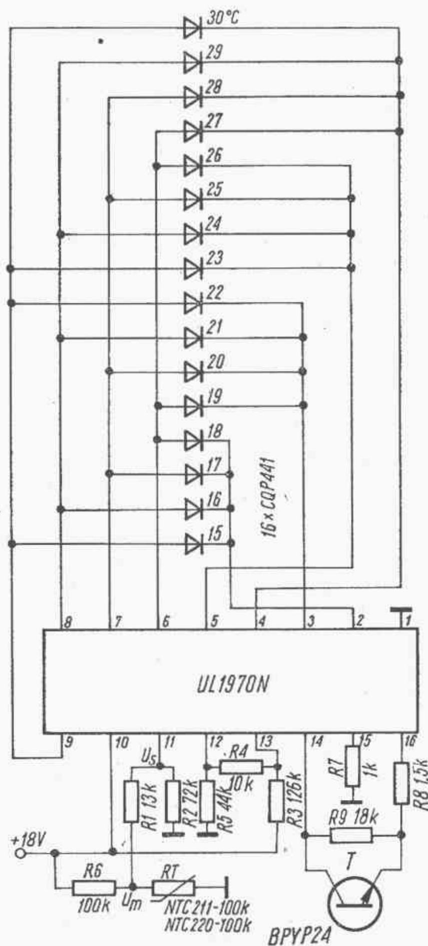
Termometr pokojowy ze skalą diodową

Do kontroli temperatury w pomieszczeniach można wykorzystać termometr, którego schemat przedstawiono na rysunku. Termometr wskazuje temperaturę co 1 stopień w zakresie od +15°C do +30°C. Wskaźnikiem temperatury jest świecąca dioda.

Skalę termometru stanowi 16 diod elektroluminescencyjnych sterowanych układem scalonym UL1970N.

Czujnikiem temperatury jest termistor RT. Zależność zmian rezystancji termistora przy zmianach temperatury otoczenia w zakresie +15...+30°C jest w przybliżeniu liniowa. Polepszenie liniowości charakterystyki termistora uzyskano dołączając równolegle do termistora rezystory R1 i R2.

Proporcjonalnie do zmian rezystancji termistora zmienia się napięcie Us sterujące układ scalony UL1970N.



Układ ten porównuje napięcie Us z wewnętrznymi napięciami odniesienia, których dolna i górna granica jest określana przez dzielnik rezystorowy R3, R4, R5. Wynikiem porównania jest wysterowanie przez matrycę przełączającą, znajdującą się wewnątrz układu scalonego, jednej z diod elektroluminescencyjnych D1...D16.

Układ termometru trzeba zasilać napięciem stabilizowanym. W temperaturze +15°C napięcie Um powinno mieć wartość 6,4 V, a napięcie Us wartość 5,4 V. W temperaturze +30°C napięcie Um powinno osiągnąć wartość 5,2 V, a napięcie Us 4,4 V.

Fototranzystor T przystosowuje natężenie świecenia diod elektroluminescencyjnych do istniejących warunków oświetlenia. Im jaśniej jest w miejscu, gdzie stoi termometr, tym intensywniej świecą diody. Zamiast krajowego układu UL1970N można również zastosować jego odpowiednik UAA170 f-my Siemens.

Zdzisław Tkaczyk

LITERATURA

Siemens: „Schaltbeispiele. Ausgabe 1975/76



ELEKTRONIZACJA – zeszyt 14. Praca zbiorowa. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności. Warszawa 1981. Nakład 5000 egz., str. 64, cena 40 zł.

Zeszyt jest specjalistyczny, poświęcony energoelektronice. Z treści artykułów można się zorientować w problematyce urządzeń energoelektronicznych i stosowanych w nich przyrządów półprzewodnikowych.
Stan i kierunki rozwoju krajowego przemysłu urządzeń energoelektronicznych są przedstawione w pierwszym artykule. Rangę problemu można ocenić z szacunkowego zapotrzebowania krajowego na urządzenia energoelektroniczne, które wynosi około 3 mld zł wg danych z 1980 r., a które wzrośnie do 6,6 mld zł rocznie w 1990 r. (ceny 1980 r.). Potrzeby dzielą się między główne grupy wyrobów następująco: tyrystorowe napędy ok. 40%, przekształtniki tyrystorowe dla celów nienapędowych ok. 30%, prostowniki diodowe ok. 20%, łączniki tyrystorowe ok. 10%.

W drugim artykule przedstawiono jednolity system układów energoelektronicznych (JSUE), obejmujący 25 typów zunifikowanych podzespołów regulacyjnych, konstrukcje kaset oraz kompletne tyrystorowe zespoły napędowe jednokierunkowe i nawrotne. Producentem układów systemu są Pomorskie Zakłady Aparatury Elektrycznej EMA-APATOR. W artykule podano dostatecznie szczegółowe informacje o cechach charakterystycznych i parametrach systemu, umożliwiające zapoznanie się z zasadą działania układów jak i zastosowaniami. System obejmuje bloki tyrystorowe o znamionowym prądzie wyprostowanym od 75 do 650 A. Tyrystorowe zespoły napędowe cechuje obciążalność prądowa od 25 do 1200 A (zależnie od typu).

W trzecim artykule są omówione wymagania stawiane przekształtnikom tyrystorowym. Problem polega na trudności oceny potrzebnych rezerw dla poszczególnych składników (elementów) przekształtnika, gwarantujących odpowiednią niezawodność przy nagrzewaniu się tych składników w zmiennych warunkach roboczych. W artykule rozpatrzono: typowe rodzaje obciążalności, obciążalność sekcji przekształtnika, cechy układów napędowych, zabezpieczenia, zagadnienia ekonomiczne doboru. Analiza i wnioski mogą być przydatne dla inżynierów zajmujących się zastosowaniem przekształtników tyrystorowych.

W następnym artykule (czwartym) rozpatrzono problem doboru bezpieczników tyrystorowych o jednym tyrystorze w ramieniu. Rozważania przeprowadzono dla układu napędowego, mogą być one przydatne i do analizy innych układów. Podano przykład obliczenia zabezpieczenia bezpiecznikami Btp układu napędowego z silnikiem 50 kW.

W piątym artykule przedstawiono krajowe opracowania dotyczące szybkich tyrystorów o krótkich czasach wyłączania i diody o krótkich czasach odzyskiwania własności zaworowych. Szybkie tyrystory i diody powinny mieć w sieci krystalicznej krzemu odpowiednie centra rekombinacyjne, zapewniające krótki czas życia nośników mniejszościowych. Jedną z metod prowadzących do tego celu jest obróbka radiacyjna. Zakłady Lamina wspólnie z Zakładem Chemii Radiacyjnej Instytutu Badań Jądrowych opracowały odpowiednią technologię i wytwarzają szybkie tyrystory i diody w dość szerokim asorty-

Cd. na III str. okładki

KRÓTKOFALOWIEC polski
ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK
NR 6 (263) WRZESIEŃ 1982 ROK

POLSKI ZWIĄZEK KRÓTKOFALOWCÓW
CZŁONEK MIĘDZYNARODOWEJ UNII RADIOAMATORSKIEJ (IARU)
Skrytka pocztowa 320, 00-950 Warszawa. Tel. 26-73-73

V PLENUM ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK

W dniu 29 maja br. odbyło się w Warszawie V posiedzenie plenarne Zarządu Głównego Polskiego Związku Krótkofalowców. Było to pierwsze posiedzenie plenarne odbyte w okresie obowiązywania w Polsce stanu wojennego. Poprzednie odbyło się na początku grudnia 1981 r.

W posiedzeniu wzięli udział członkowie władz centralnych PZK, prezesi lub przedstawiciele Zarządów Oddziałów wojewódzkich PZK i zaproszeni goście. Obradom przewodniczył prezes PZK prof. dr inż. Andrzej Zieliński SP5LVV. Porządek dzienny obrad był następujący:

1. Otwarcie posiedzenia, powitanie uczestników i przyjęcie porządku obrad.
2. Wręczenie Odznak Honorowych PZK.
3. Powołanie Komisji Wniosków i Uchwał oraz protokólanta.
4. Zatwierdzenie protokołu z IV Plenum ZG PZK.
5. Wystąpienie prezesa PZK.
6. Zatwierdzenie bilansu za 1981 rok i planu finansowego na 1982 rok. Informacja o aktualnej sytuacji finansowej ZG PZK. Sprawa podniesienia wysokości składek członkowskich.
7. Dyskusja.
8. Sprawa Oddziału PZK w Piotrkowie Trybunalskim.
9. Podjęcie uchwał.
10. Wolne wnioski.

W swoim zagajeniu prezes PZK SP5LVV stwierdził, że obecne Plenum ma szczególne znaczenie, ponieważ odbywa się w okresie stanu wojennego, który w istotny sposób dotyczy działalności PZK. Dlatego też należy skupić się w dyskusji na sprawach generalnych. Po zagajeniu, powitaniu uczestników i przyjęciu porządku dziennego odbyła się miła uroczystość wręczenia Odznak Honorowych PZK osobom szczególnie zasłużonym dla Związku. Odznaki te otrzymali: płk dypl. mgr Ryszard Łapkowski, Maria Węglewska-Sierajewska, inż. Wacław Lisicki i doc. inż. Aleksander Witort. Przyznano Odznaki Honorowe PZK członkom Związku zasłużonym dla rozwoju w Polsce amatorskiej radiolokacji sportowej: hm. PL Janowi Bonikowskiemu SP3AXI i mgr Zbigniewowi Kłossowskiemu SP4BQW. W imieniu odznaczonych podziękował płk Ryszard Łapkowski, podkreślając swoje – a także i innych odznaczonych – sympatie dla PZK i wyrażając nadzieję, że nastąpi niebawem pełna integracja ruchu krótkofalarskiego w Polsce, będąca podstawą jeszcze większych sukcesów polskich krótkofalowców.

Następnie powołano Komisję Wniosków i Uchwał w składzie: SP5LP, SP7HF i SP8TK, a także przyjęto protokół z IV Plenum ZG PZK.

W kolejnym punkcie prezes PZK SP5LVV przedstawił aktualną informację o sytuacji PZK i pracy prezydium ZG PZK. Na wstępie przypomniał zebranym treść przepisów prawnych dotyczących stanu wojennego w Polsce, w odniesieniu do krótkofalowców. Podkreślił, że krótkofalowcy polscy uważają ograniczenie działalności krótkofalarskiej przez zawieszenie licencji i nakaz zdeponowania sprzętu nadawczego za decyzje umotywowane wyższym dobrem i ogólną sytuacją w kraju. Staramy się wejść w położenie władzy, która dla zapewnienia kontroli nad biegiem wydarzeń w kraju zmuszona była wydać zasadnicze i trudne decyzje w celu zapobieżenia niekontrolowanym wypadkom. Rozumiemy także – stwierdził prezes PZK – rozgoryczenie niektórych naszych członków, pozbawionych na czas przejściowy ich ulubionego zajęcia, jakim jest dla nich praca w „eterze" i budowa nowych urządzeń nadawczych, a także pozbawionych sprzętu, stanowiącego w wielu przypadkach znaczną część ich dorobku materialnego.

Prezydium ZG PZK uważa, że ogólny postęp w normalizacji sytuacji w kraju pozwoli władzom na odstępstwo od dotyczących nas restrykcji w niezbyt odległym czasie. Związek powinien kontynuować energiczne starania zmierzające do przywracania normalnej działalności krótkofalarskiej w kraju. Zdajemy sobie sprawę z tego, że dotyczące nas restrykcje wpływają niekorzystnie na działalność instancji związkowych i na sytuację finansową PZK – stwierdził SP5LVV.

Prezydium ZG PZK rozpatrywało sprawy związane z obecną sytuacją Związku na każdym swoim posiedzeniu odbytym w okresie stanu wojennego. Posiedzeń takich było dotychczas sześć. Na posiedzeniu styczniowym dokonano przeglądu sytuacji i w wyniku tego zalecono pewne działania w piśmie z dnia 5 lutego 1982 r. skierowanym do Oddziałów Wojewódzkich. Prezydium sądzi, że pismo to odegrało pozytywną rolę w obecnej działalności Związku. Na jednym z następnych posiedzeń prezydium omawiano sytuację międzynarodową Związku i wystosowano pismo do I Regionu IARU, objaśniające aktualny stan prawny PZK.

Kolejnymi krokami były starania o uruchomienie radiostacji indywidualnych w trybie przewidzianym w rozporządzeniu Rady Ministrów. Dotychczas nie uzyskano na to zgody. Natomiast starania o przywrócenie pracy nadajników do amatorskiej radiolokacji sportowej zostały uwieńczone powodzeniem. Początkowo, ze względu na mistrzostwa świata w ARS (wrzesień 1982 r. w Bułgarii), uzyskaliśmy zgodę na podjęcie przygotowań ekipy, a w dniu dzisiejszym uzyskaliśmy obietnicę otrzymania zgody na pełne odblokowanie tej konkurencji w ramach PZK.

W dniu 18 maja br. wystosowano pismo do ministra Łączności, w którym ponowiono prośbę o sukcesywne uruchamianie pełnej działalności krótkofalarskiej. Wznowienie działalności

ARS było właśnie reakcją władz na to pismo. Na dalsze postulaty zawarte w piśmie uzyskaliśmy odpowiedź, że ich realizacja będzie możliwa w miarę dalszej normalizacji sytuacji w kraju.

Prezydium ZG PZK uważa, że nie należy rezygnować z dalszych starań o pełne wznowienie działalności krótkofalarskiej w niedługim czasie, jednakże musimy działać w oparciu o zaufanie władz do nas i o nasze zaufanie dla wszystkich decyzji władz.

Przechodząc do innych spraw prezes PZK stwierdził, że mimo ograniczenia działalności krótkofalarskiej nie można tracić z oczu dalszych losów PZK. Jedną z ważnych, stale aktualnych spraw jest sprawa integracji ruchu krótkofalarskiego w Polsce. Należy zatem kontynuować rozmowy w tej sprawie z Ligą Obrony Kraju.

W ramach swoich statutowych działań prezydium ZG PZK dokonało analizy sytuacji finansowej Związku. Stwierdzono, że pewna liczba członków PZK uważa, iż w okresie zawieszenia licencji nie są zobowiązani do płacenia składek członkowskich. Jest to postawa pogarszająca sytuację finansową PZK, a jednocześnie mogąca utrudnić zwrot licencji osobom, które skutkiem zaprzestania płacenia składek utracą prawa członkowskie PZK. Uzyskano z Ministerstwa Finansów zgodę na dotację mimo niewykonania planu wpływów, co związane jest z trudnościami w egzekwowaniu składek członkowskich. Mimo to sytuacja finansowa Związku jest trudna. Dlatego też prezydium stawia do decyzji Plenum sprawę podniesienia wysokości składek członkowskich.

Z dalszych prac prezydium prezes PZK wymienił podjęcie kroków w kierunku opracowania jednolitego systemu ewidencjonowania sprzętu krótkofalarskiego, będącego w posiadaniu amatorów, prowadzenie rozeznania potrzeb członków w zakresie sprzętowo-materiałowym, czemu służy ankieta zamieszczona w „Biuletynie PZK" i „Radioelektroniku" oraz kontynuowanie starań o podjęcie produkcji sprzętu przez przemysł państwowy, spółdzielczość i rzemiosło.

Następnie zabrał głos skarbnik ZG PZK Stefan Wyporski SP5BFW. Przedstawił zebranym bilans za 1981 r. i plan finansowy na 1982 r. Stwierdził m.in., że w roku ubiegłym nastąpił pewien wzrost w pozycji środków trwałych w PZK o około 700 tys. zł. W ramach zakupów inwestycyjnych nabyto 10 cyfrowych mierników częstotliwości. Wpłaty na Fundusz Rozwoju Krótkofalarstwa nadal wpływają i obecnie Fundusz ten wynosi ponad 300 tys. zł. Przechodząc do sprawy podniesienia wysokości składek członkowskich SP5BFW przedstawił propozycję, opartą m.in. na odpowiedziach z ankiety zamieszczonej w „Biuletynie PZK", podwyższenia składki PZK od członków zwyczajnych do 50 zł, od członków nadzwyczajnych (nasłuchowców) do 25 zł i od młodzieży uczącej się do 15 zł. Zarządy Oddziałów Wojewódzkich PZK będą mogły obniżać wysokość składek w indywidualnych, uzasadnionych przypadkach. Wojskowi odbywający zasadniczą służbę wojskową będą zwalniani z obowiązku płacenia składek za czas odbywania służby. Podjęta tu decyzja o podwyższeniu składek powinna być zatwierdzona przez najbliższy Zjazd Krajowy PZK, ale obowiązywać będzie od dnia ustalonego przez obecne posiedzenie plenarne.

W krótkiej dyskusji nad wypowiedzią skarbnika dyskutanci potwierdzili konieczność podwyższenia składek członkowskich i podjęcia decyzji na obecnym Plenum. Stwierdzono, że dotychczasowa składka PZK obowiązuje już wiele lat, podczas gdy ceny wielu towarów i usług wzrosły w tym czasie wielokrotnie.

W dyskusji głównej głos zabrał jako pierwszy Wojciech Nietyksza SP5FM – przewodniczący Komisji ZG PZK do Spraw Międzynarodowych. Poinformował zebranych o stanie na odcinku spraw międzynarodowych i o pracy swojej komisji. Omawiając sytuację w Komitecie Wykonawczym I Regionu Międzynarodowej Unii Radioamatorskiej (IARU), gdzie pełni funkcję wiceprzewodniczącego, SP5FM poświęcił kilka zdań sylwetce zmarłego niedawno sekretarza Komitetu Wykonawczego I Regionu Roya Stevensa G2BVN i poinformował, że na jego miejsce dokooptowano na funkcję sekretarza Komitetu Wykonawczego G5CO. Następnie SP5FM wspomniał o wizycie w Moskwie prezesa PZK SP5LVV i sekretarza ZG PZK SP5CM, jaka miała miejsce w październiku ub. r. na zaproszenie Federacji Radiosportu ZSRR. Wizyta ta była bardzo owocna, a nasi przedstawiciele spotkali się tam z bardzo miłym przyjęciem. Następnie SP5FM stwierdził, że po wprowadzeniu stanu wojennego w Polsce nastąpił pewien impas w działalności międzynarodowej PZK, związany z utrudnieniami w zakresie korespondencji zagranicznej i wyjazdów zagranicznych, a także z zawieszeniem licencji w Polsce. Skierowano do IARU pismo wyjaśniające sytuację. Sprawa statusu PZK była omawiana zaraz na początku obrad Komitetu Wykonawczego I Regionu, które odbyły się w kwietniu br. w RFN. Chodziło głównie o praktyczny aspekt sytuacji PZK w postaci składki członkowskiej do IARU, płaconej odpowiednio do liczby nadawców w danym kraju. Postanowiono na razie pozostawić sprawę otwartą. Bardziej złożona jest sytuacja członków PZK pełniących funkcje w I Regionie IARU, szczególnie wobec niemożności utrzymywania kontaktów radiowych. Utrudnienie ich działania może odbić się negatywnie na pozycji PZK, a więc i Polski, w międzynarodowym ruchu radioamatorskim.

W innych wypowiedziach dyskusyjnych dominowały następujące sprawy:
– obawa przed odejściem od krótkofalarstwa wielu aktywnych dotychczas krótkofalowców, osiągających wartościowe wyniki sportowe i aktywnych społecznie, w razie przeciągającego się zawieszenia licencji;
– trudności w prowadzeniu ograniczonej nawet działalności klubowej w niektórych klubach przyzakładowych;
– obawy przed koniecznością ograniczenia działalności organizacyjnej wobec znacznej podwyżki opłat pocztowych i telekomunikacyjnych, a w najbliższej przyszłości także opłat komunikacyjnych oraz także niemożności wydawania drukiem wyników zawodów i lokalnych biuletynów;
– konieczność poświęcenia większej uwagi prezydium, a nawet Plenum ZG PZK całokształtowi działalności klubów;
– konieczność uzupełnienia personelu Biura ZG PZK i reorganizacji jego działalności;
– konieczność podpisania porozumień o współpracy z niektórymi instytucjami i innymi organizacjami społecznymi;
– konieczność podjęcia natychmiastowej decyzji podwyższenia składek członkowskich PZK, obowiązującej od 1 lipca 1982 r. z obowiązkiem przedstawienia tej decyzji do zatwierdzenia najbliższemu Zjazdowi Krajowemu PZK. Padały tu różne propozycje odnośnie wysokości podstawowej składki (od nadawcy pracującego zawodowo) od 20 zł aż do 1% średniej płacy krajowej.

W następnym punkcie porządku dziennego prezes PZK SP5LVV naświetlił sytuację w Oddziale Wojewódzkim PZK w Piotrkowie Trybunalskim i postawił wniosek o rozwiązanie tego oddziału oraz przekazanie wszystkich spraw tego terenu do ZOW PZK w Łodzi. Kilku dyskutantów poparło ten wniosek wobec całkowitego braku aktywności dotychczasowego ZOW PZK w Piotrkowie Trybunalskim i niewypełniania podstawowych obowiązków wobec członków i ZG PZK.

Projekty dwóch uchwał V Plenum ZG PZK przedstawił w imieniu Komisji Wniosków i Uchwał dr inż. Jerzy Chmielewski SP5LP. Pierwsza, specjalna uchwała Plenum zawierała stosunek krótkofalowców polskich zrzeszonych w PZK do decyzji władz nacechowany zrozumieniem i pełnym zaufaniem, a tak-

że zawierała wszystkie argumenty przemawiające – zdaniem członków Plenum ZG PZK – za rychłym sukcesywnym przywracaniem pełni praw krótkofalarskich wszystkim polskim krótkofalowcom. Uchwała ta została przyjęta jednogłośnie, bez poprawek.

Druga, zwykła uchwała V Plenum, zawierała następujące najważniejsze postanowienia:

■ Podziękowanie Komisji Statutowej PZK w składzie: SP5LP, SP5CM, SP5LWK, SP5PA, SP5WW, SP6TX i SP8AJI, za opracowanie projektu nowego statutu PZK. Na podstawie opinii poszczególnych Oddziałów Wojewódzkich PZK Plenum uznało za celowe zakończenie prac Komisji Statutowej w powyższym składzie bez nadawania obecnie dalszego biegu pracom nad statutem. Problem ewentualnego dokonania zmian w statucie powinien być ponownie rozpatrzony przed najbliższym Zjazdem Krajowym PZK.

■ Ustalenie z dniem 1 lipca 1982 r. następującej nowej wysokości składek członkowskich PZK w formie zaliczkowej:
- członkowie zwyczajni zarobkujący 40 zł/mies.
- członkowie nadzwyczajni oraz członkowie zwyczajni niezarobkujący 20 zł/mies.
- młodzież ucząca się i studiująca (członkowie zwyczajni i nadzwyczajni) 10 zł/mies.

W okresie zawieszenia licencji w wyniku stanu wojennego dotychczasowi nadawcy mogą opłacać składki w połowie wymaganej wysokości, nie mniejszej jednak niż 10 zł/mies. Zarządy Oddziałów Wojewódzkich PZK mogą, na wniosek klubu i w indywidualnych uzasadnionych przypadkach, obniżyć wysokość składki członkowskiej lub całkowicie zwolnić członka PZK od płacenia składek członkowskich na czas ściśle określony. Jednocześnie Plenum ZG PZK zobowiązuje sekretarza ZG PZK do przedłożenia niniejszej decyzji najbliższemu Zjazdowi Krajowemu w celu zatwierdzenia, a także do przygotowania na ten zjazd propozycji uzupełnienia statutu w zakresie dotyczącym ustalania składek przepisem, upoważniającym Plenum ZG PZK w uzasadnionych przypadkach do zmiany wysokości składek członkowskich.

■ Ustalenie składu komisji do opracowania statutu Funduszu Rozwoju Krótkofalarstwa w składzie: Tadeusz Gral SP7FP, Jerzy Niewada SP7HF, Juliusz Schmidt SP3AUZ i Wojciech Stępniewski SP6ARE.

■ Decyzję o rozwiązaniu Oddziału Wojewódzkiego PZK w Piotrkowie Trybunalskim z dniem 30 czerwca 1982 r., powierzając przejęcie wszelkich jego spraw w zakresie działalności statutowej Zarządowi Oddziału Wojewódzkiego PZK w Łodzi.

■ Zobowiązanie sekretarza ZG PZK do przejrzenia aktualności innych, pominiętych obecnie wniosków z projektu uchwały IV Plenum ZG PZK z dnia 5 grudnia 1981 r. – po ustaniu stanu wojennego.

■ Zatwierdzenie bilansu przedstawionego przez skarbnika ZG PZK i przyjęcie do wiadomości preliminarza finansowego na rok 1982.

Po wprowadzeniu drobnych poprawek i uzupełnień do projektu tej uchwały, została ona przyjęta jednogłośnie przez V Plenum ZG PZK.

Następne posiedzenie plenarne Zarządu Głównego PZK odbędzie się w Warszawie w grudniu bieżącego roku.

SP5QU

POSIEDZENIE PREZYDIUM ZG PZK

Kolejne, siódme w tym roku posiedzenie Prezydium ZG PZK, odbyło się 18 czerwca br. Posiedzeniu przewodniczył prezes PZK SP5LVV. Dwa najważniejsze punkty porządku dziennego to: przebieg przygotowań polskiej ekipy na mistrzowstwa świata w amatorskiej radiolokacji sportowej, które odbędą się we wrześniu w Bułgarii i opracowanie planu posiedzeń Prezydium ZG PZK na II półrocze br.
W związku z pierwszym z tych punktów, na posiedzenie zaproszono prezesa Polskiego Klubu ARS SP3FFN i wiceprezesa SP5HS. Goście poinformowali prezydium, że obóz przygotowawczy dla zawodniczek i zawodników powołanych do kadry przygotowuje ZOW PZK w Bydgoszczy. Przedstawili też imienny skład proponowanej 12-osobowej kadry i trenera. Prezydium zatwierdziło skład kadry i osobę trenera reprezentacji, rekrutujących się w większości z terenu ZOW PZK w Bydgoszczy. Ponieważ obowiązki służbowe nie pozwolą prezesowi PZK SP5LVV wyjechać z ekipą w charakterze jej kierownika, jak to początkowo Prezydium proponowało, toteż osoba kierownika ekipy zostanie zatwierdzona przez Prezydium w terminie późniejszym. Ustalono, że zawodnicy wezmą udział w mistrzostwach ze swoim sprzętem. Przebieg dalszych przygotowań ekipy do udziału w mistrzostwach będzie omawiany także na dwóch najbliższych posiedzeniach prezydium ZG PZK.
W planie comiesięcznych posiedzeń Prezydium ZG PZK na II półrocze br. umieszczono m.in. także: zagadnienia łączności satelitarnej w PZK, uaktywnienie, bądź powołanie Komisji Eterowych, ujednolicenie znaków nasłuchowych, sprawy techniczno-zaopatrzeniowe, sprawy klubów PZK i przygotowanie do VI Plenum ZG PZK. *SP5QU*

REDAKCJA „BIULETYNU PZK" INFORMUJE...

Można jeszcze zaprenumerować w prenumeracie wewnętrznej ten miesięcznik, wydawany przez Polski Związek Krótkofalowców dla krótkofalowców i sympatyków krótkofalarstwa. Wpłacający otrzyma wszystkie numery „Biuletynu PZK" wydane w tym roku. Cena rocznej prenumeraty na 1982 r. – 180 zł. Wpłat należy dokonywać przekazem PKO na konto Redakcji i Administracji „Biuletynu PZK" w IX Oddziale w Warszawie nr 1599-76106-132. Na odwrocie środkowego odcinka przekazu należy zaznaczyć, że wpłata dotyczy prenumeraty „Biuletynu PZK" na 1982 r. Należy podać czytelnie dokładny adres z pocztowym numerem kodowym. Prenumeratorzy otrzymują „Biuletyn PZK" na wskazany adres drogą pocztową.
„Biuletyn PZK" zawiera na 24 stronach informacje organizacyjne, warunki uzyskiwania dyplomów krótkofalarskich, regulaminy ważniejszych zawodów, wyniki zawodów KF i UKF, prognozy propagacyjne, kąciki klubów specjalistycznych i dział techniczny. W okresie stanu wojennego regulaminy zawodów i prognozy propagacyjne ustąpiły czasowo miejsca rozszerzonemu działowi technicznemu.
Przyjmowane są ogłoszenia dotyczące zamiany, kupna i sprzedaży urządzeń i podzespołów przydatnych w działalności krótkofalarskiej, a także literatury technicznej. Koszt ogłoszenia 10 zł za wyraz. Wpłaty za ogłoszenia oraz treść ogłoszeń należy kierować na wyżej wymienione konto Redakcji i Administracji „Biuletynu PZK" (treść ogłoszenia powinna być podana na środkowym odcinku przekazu PKO). *SP5QU*

Automatyczny klucz telegraficzny z pamięcią jednego znaku

mgr inż. ANDRZEJ ŁOBZOWSKI–SP5DDF

Alfabet telegraficzny, opracowany około 1840 r. przez amerykańskiego malarza i wynalazcę Samuela Morse'a (1791–1872), utworzony jest jak wiadomo z kombinacji różnej długości elementów (znaków): długiego zwanego „kreską" i krótkiego zwanego „kropką". Kreska jest trzykrotnie dłuższa od kropki. Odstępy między poszczególnymi elementami są długości kropki, odstępy między literami są długości trzech kropek, zaś odstępy między słowami są równe pięciu kropkom. Kod Morse'a przyporządkowuje poszczególnym literom kombinacje kodowe kropek i kresek o różnej długości: literom występującym częściej w języku angielskim zostały przypisane krótsze kombinacje, co dało w efekcie zwiększenie szybkości przesyłania informacji za pomocą tego alfabetu.

Zadaniem przedstawionego poniżej automatycznego klucza telegraficznego jest wytwarzanie znormalizowanych kropek, kresek oraz jednostkowych odstępów, przy czym:

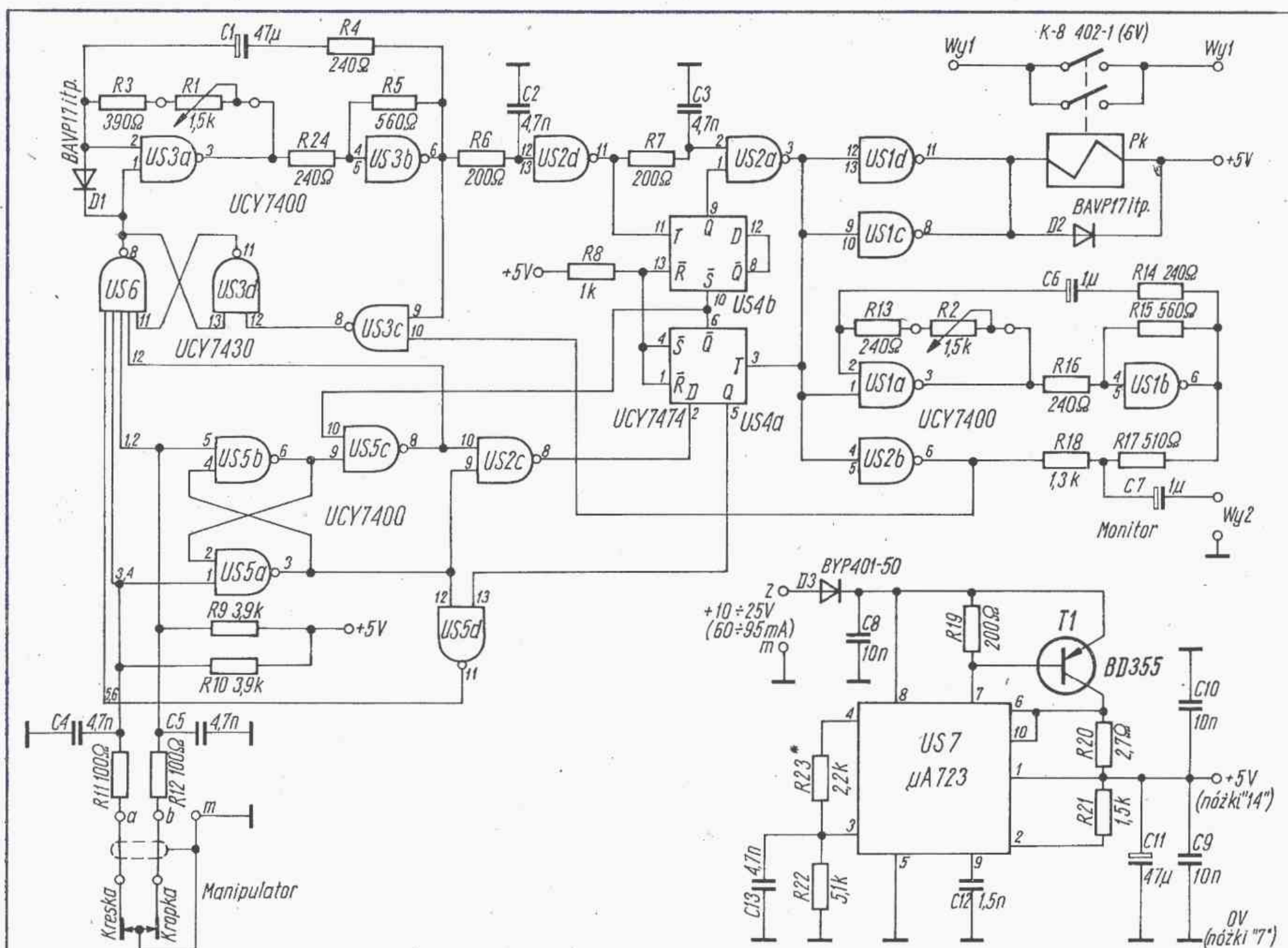
- układ jest niewrażliwy na iskrzenie zestyków manipulatora,
- przy jednoczesnym naciśnięciu obu dźwigni manipulatora układ generuje ciąg złożony z następujących po sobie na przemian kropek i kresek,
- układ zawiera „pamięć jednego znaku".

„Pamięć jednego znaku" umożliwia wprowadzenie do układu polecenia wygenerowania kolejnego znaku jeszcze podczas trwania znaku poprzedniego, ale pod warunkiem, że jeden z nich jest kropką, a drugi kreską. Pamięć taka zwiększa tolerancję układu na dokładność manipulowania dźwigniami klucza, przez co maleje liczba błędów popełnianych przez operatora. Pamięć ułatwia nadawanie takich symboli, jak np.: n, p, 9.

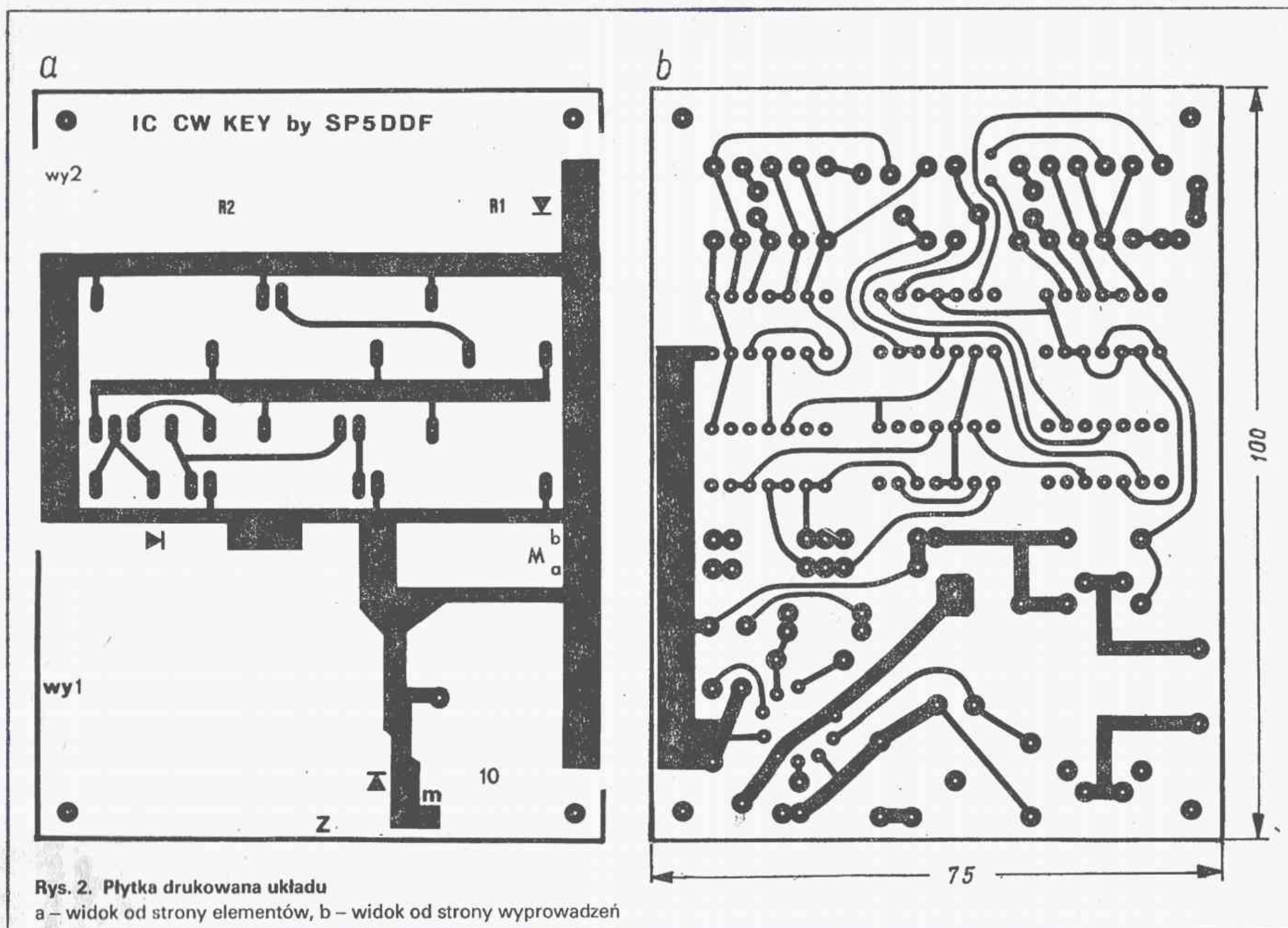
Konstrukcja klucza została wykonana z cyfrowymi układami scalonymi produkcji krajowej (4×UCY7400, UCY7430 i UCY7474).

Schemat układu klucza przedstawiono na rys. 1. Sterowanie jego pracą jest dokonywane manipulatorem o dwu niezależnych dźwigniach. Naciśnięcie dowolnej z nich powoduje zmianę stanu przerzutnika bistabilnego zbudowanego z bramek US6 i US3d, a zatem uruchomienie generatora taktu. Generator ten, złożony z bramek US3a i US3b, wytwarza przebieg prostokątny o współczynniku wypełnienia w przybliżeniu równym 0,5 i częstotliwości regulowanej potencjometrem R1.

Przebieg z generatora przez układ opóźniający R6, C2 i inwerter US2d steruje wejściem zegarowym T przerzutnika US4b pracu-



Rys. 1. Schemat automatycznego klucza telegraficznego z pamięcią jednego znaku



Rys. 2. Płytka drukowana układu
a – widok od strony elementów, b – widok od strony wyprowadzeń

jącego w układzie „dzielnika przez dwa" (wejście D połączone z wyjściem Q̄). Jeżeli dzielnik US4b pracuje, to na wyjściu bramki US2a pojawi się przebieg odpowiadający ciągowi kresek. Jeżeli dzielnik US4b jest zablokowany, to na wyjściu bramki US2a pojawi się przebieg odpowiadający kropkom.

Funkcjonowanie dzielnika US4b zależy od stanu panującego na jego wejściu ustalającym S̄ (dla S̄ = 0 dzielnik jest zablokowany).

Sygnał telegraficzny uformowany na wyjściu bramki US2a steruje przekaźnik kontaktronowy przez bramki US1c i US1d połączone równolegle w celu zwiększenia ich obciążalności prądowej. Z wyjścia bramki US2a jest sterowany także generator stanowiący monitor sygnału telegraficznego, zbudowany z bramek US1a i US1b, o częstotliwości regulowanej potencjometrem R2. Ponadto z wyjścia bramki US2a przez inwerter US2b sygnał telegraficzny dochodzi do wejścia bramki US3c.

Sygnał ten, w wyniku działania elementów R6, C2, R7 i C3, jest opóźniony w stosunku do przebiegu przychodzącego do drugiego wejścia tej bramki z generatora taktu; w wyniku tego na wyjściu bramki US3c wytwarzane są wąskie impulsy szpilkowe w chwili rozpoczęcia każdego kolejnego znaku telegraficznego.

Impulsy te mogą powodować zmianę stanu przerzutnika US6-US3d, jeśli wszystkie wejścia bramki US6 są w stanie wysokim. Odpowiada to zakończeniu generowania całej kombinacji znaków danej litery alfabetu Morse'a.

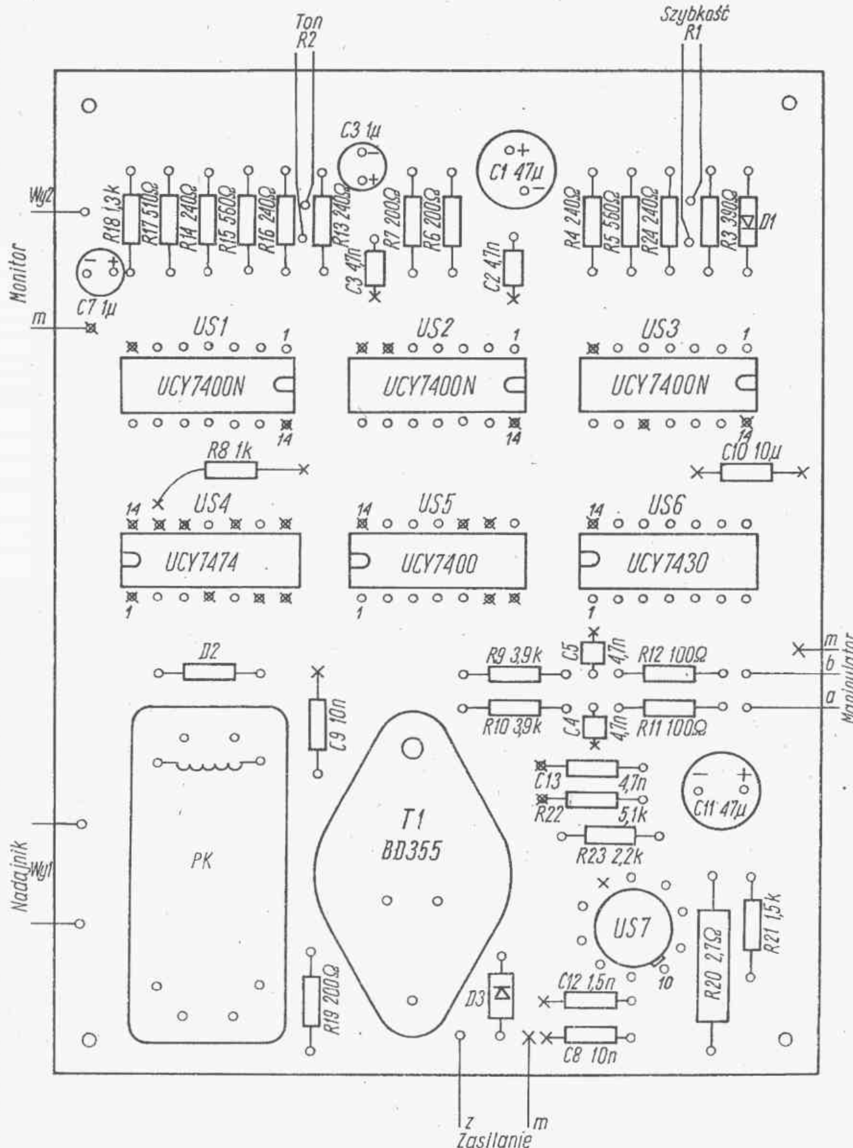
To, która z dźwigni manipulatora została ostatnio naciśnięta, zostało zapamiętane w przerzutniku bistabilnym zbudowanym z bramek US5a i US5b. Informacja ta jest wpisywana do przerzutnika US4a w chwili pojawienia się na jego wejściu zegarowym T narastającego (przedniego) zbocza danego znaku (kropki bądź kreski). Przykładowo, po naciśnięciu dźwigni kropek (dźwignia „b") na wyjściu bramki US5a będzie panował stan niski, co spowoduje stan wysoki na wyjściu bramki US2c i wpisanie do przerzutnika US4a stanu wywołującego na jego wyjściu Q poziomu niskiego. Dzielnik US4b będzie więc zablokowany i układ wygeneruje kropkę.

Jeżeli jednocześnie naciśnie się obie dźwignie manipulatora, to na wyjściach obu bramek US5a i US5b pojawią się stany wysokie. Wejście D przerzutnika US4a zostanie więc przez bramki US2c i US5c (pracujące wówczas jako inwertery) połączone z wyjściem Q̄ tego przerzutnika. Stanie się on wówczas „dzielnikiem przez dwa" zmieniającym stan wyjścia Q za każdym kolejnym znakiem. Układ klucza generować będzie wówczas ciąg następujących po sobie na przemian kropek i kresek.

Jeżeli stany logiczne panujące w przerzutniku US5a-US5b odpowiadają kresce, a stany logiczne w przerzutniku US4a kropce (lub odwrotnie), to okoliczność ta powoduje na wyjściu jednej z bramek US5c lub US5d stan niski, a przez to (dzięki sprzężeniu ich wyjść z wejściami bramki US6) podtrzymanie dalszej pracy układu i wygenerowanie kolejnego znaku stosownie do stanu zapamiętanego w przerzutniku US5a-US5b.

To proste sprzężenie realizuje właśnie w układzie klucza „pamięć jednego znaku". Informację do przerzutnika US5a-US5b można wprowadzić w dowolnej fazie pracy układu.

Układ klucza jest zasilany napięciem +5 V otrzymanym z zasilacza stabilizowanego pracującego z wykorzystaniem układu scalonego US7 typu μA723 (firmy Fairchild). Ścisłymi jego odpowiednikami są układy L123 (SGS), SFC2723 (Sescosem), TBA281 (Philips), MAA723 (Tesla) i SE550 (Signetics). Dioda D3 zabezpiecza układ przed pomyłkowym włączeniem napięcia o nieodpowiedniej polaryzacji.



Rys. 3. Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej
W punktach oznaczonych: „x" – lutować od strony elementów, „o" – lutować po obu stronach.

MONTAŻ I URUCHOMIENIE

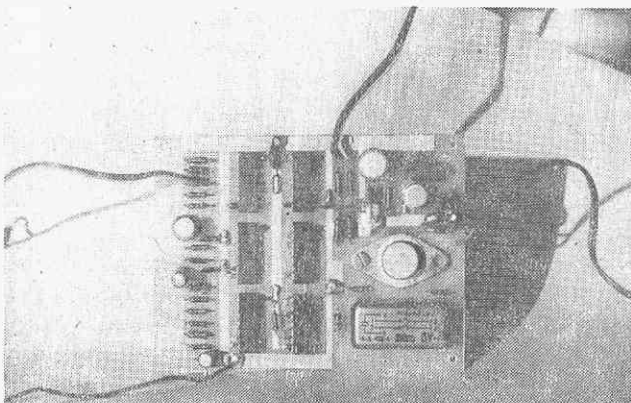
Układ klucza zmontowano na płytce drukowanej o wymiarach 75×100 mm pokrytej dwustronnie miedzią, o układzie ścieżek przedstawionym na rys. 2. Rozmieszczenie elementów przedstawiono na rysunku 3.

Uruchomienie układu ogranicza się do wyregulowania przez dobór rezystora R23 napięcia zasilającego układy scalone i sprawdzenia poboru prądu całego układu, który w stanie spoczynkowym powinien wynosić około 60 mA, natomiast podczas telegrafowania około 95 mA. Należy pamiętać, że zmiana napięcia zasilającego układy cyfrowe TTL poza zakres 4,75...5,25 V spowoduje wadliwą pracę tych układów, natomiast wzrost tego napięcia powyżej 7 V spowoduje ich trwałe uszkodzenie.

Napięcie wejściowe stabilizatora może zawierać się w zakresie +10...25 V, z tym że ze względu na zbędne straty ciepła w stabilizatorze zalecane jest napięcie około 12 V. W przypadku zasilania układu klucza z sieci prądu zmiennego 50 Hz można zastosować prostownik półokresowy z kondensatorem filtrującym 1000 μF/25 V. Napięcie zmienne z transformatora sieciowego powinno zawierać się w granicach 8...15 V

Układ klucza należy zaekranować przed wpływem silnego pola w.cz. nadajnika. Wejścia i wyjścia powinny być zablokowane kondensatorami ceramicznymi 1...10 nF (najlepiej przepustowymi) do metalowej obudowy układu. Manipulator należy połączyć z układem za pomocą kabla ekranowanego.

Widok zmontowanego klucza przedstawiono na rysunku 4.



Rys. 4. Widok zmontowanego układu klucza

KSIĄŻKI NADESŁANE DO REDAKCJI

RADIOTELEFONY – mgr inż. Bogusław Wodzyński. Wyd. 5 poprawione i uzupełnione. WKŁ. Warszawa 1981. Str. 432 + 5 wkładek. Cena 150 zł.

W książce podjęto próbę możliwie wszechstronnego przedstawienia zagadnień łączności radiotelefonicznej. Materiał starano się przekazać w sposób łatwy i przystępny, mając na uwadze przeznaczenie książki dla osób, które przystępują do organizacji sieci radiotelefonicznych lub już eksploatują urządzenia radiotelefoniczne. Podano parametry techniczne, schematy, zasady działania oraz wskazówki dotyczące uruchamiania i obsługi urządzeń radiotelefonicznych produkowanych w kraju i za granicą. Opisano instalowanie, konserwację oraz metody pomiarów radiotelefonów. Omówiono czynniki, które należy uwzględnić przy projektowaniu sieci radiotelefonicznych oraz zasady organizacji nowych sieci.
Odbiorcy: pracownicy eksploatacji i punktów napraw oraz osoby, które przystępują do organizacji sieci radiotelefonicznych.

Elektroniczny pomiar temperatury

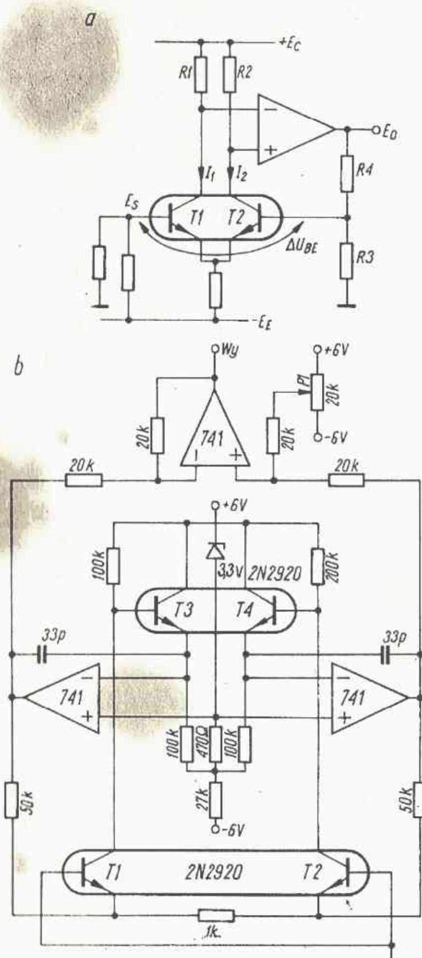
Elektroniczny pomiar temperatury można zrealizować wykorzystując jako czujnik półprzewodnikowe złącze p-n. Praktycznie najlepszą liniowość i dokładność pozwala uzyskać pomiar różnicy napięć baza–emiter pary tranzystorowej, połączonej w układzie wzmacniacza różnicowego (rys. „a"). Zastosowanie pary tranzystorów zapewnia identyczność parametrów i sprzężenie termiczne obu złączy p-n. Warunkiem koniecznym do tego, aby układ pracował jako miernik temperatury, jest przepływ różnych prądów kolektorowych obu tranzystorów. Gdy warunek ten jest spełniony, napięcie ΔUBE zmienia się liniowo w funkcji temperatury, przy czym szybkość zmian jest zależna od stosunku prądów kolektorowych (ΔUBE jest proporcjonalne do wartości 0,086T·ln I1/I2, przy czym: T – temperatura wyrażona w stopniach Kelwina).

W podanym układzie niesymetrię prądów uzyskano stosując różne wartości oporników kolektorowych R1 i R2.

Z[illegible] działania układu jest następująca. W[illegible]niku zmiany temperatury zmienia się różnica napięć ΔUBE na złączach baza–emiter tranzystorów. Napięcie to jest wzmacniane w układzie różnicowym T1-T2, a następnie przez wzmacniacz operacyjny. Zastosowanie wzmacniacza operacyjnego umożliwia odłączenie układu czujnika temperatury od dalszych stopni miernika.

Ujemne sprzężenie zwrotne przez dzielnik R3, R4 utrzymuje stałą wartość stosunku prądów I1:I2, wymuszając równe potencjały obu kolektorów. Napięcie na wyjściu wzmacniacza operacyjnego jest równe:

$$E_0 = \left(1+\frac{R4}{R3}\right)\left(E_S+\frac{kT}{q}\ln\frac{R1}{R2}\right)$$



Dobierając wartość stosunku R1:R2 można ustawić żądaną wartość czułości przetwarzania temperatura–napięcie, jak również określić kierunek zmian napięcia wyjściowego przy zmianach temperatury (tzn. E_0 może albo rosnąc albo maleć przy wzroście temperatury). Zmiana potencjału E_S umożliwia zmianę składowej napięcia wyjściowego niezależnej od temperatury.

W oparciu o opisaną zasadę został wykonany przetwornik temperatura–napięcie do cyfrowego miernika temperatury (rys. b). W układzie tym zamiast pojedynczego wzmacniacza operacyjnego wykorzystano precyzyjny wzmacniacz pomiarowy złożony z trzech układów 741. Dodatkowo występują elementy kompensacji temperaturowej (para tranzystorów T3, T4 i dioda Zenera). Czujnik temperatury stanowi para tranzystorów T1, T2 pracujący w układzie wzmacniacza różnicowego z niesymetrycznymi obciążeniami. Oba tranzystory T1 i T2 są objęte pętlami ujemnego sprzężenia zwrotnego, co poprawia stabilność pracy przetwornika.

Pewne ograniczenie w zwiększaniu czułości przetwarzania stanowi nasycanie się jednego ze wzmacniaczy operacyjnych przy zbyt dużej niesymetrii układu.

Poziom stały napięcia wyjściowego jest regulowany potencjometrem P1. Sygnał wyjściowy może być bezpośrednio doprowadzony do wejścia przetwornika analogowo-cyfrowego. W układzie uzyskano nachylenie charakterystyki przetwarzania temperatura–napięcie równe 35 mV/°C, w zakresie mierzonych temperatur od –55 do +125°C.

W przypadku prostego miernika temperatury, wykorzystującego jako wskaźnik przyrząd wskazówkowy, zadowalające wyniki można uzyskać stosując układ podstawowy (rys.).

Mieczysław Kręciejewski

Cd. ze str. 26

mencie. W artykule przedstawiono wyniki prac nad zastosowaniem różnego rodzaju promieniowania do modyfikacji własności krzemu oraz podano wnioski ostateczne. Dwie tablice zawierają parametry wytwarzanych szybkich tyrystorów i diod. W zakończeniu podano uwagi dotyczące zastosowań tych przyrządów półprzewodnikowych.

W artykule następnym (szóstym) przedstawiono tendencje w zakresie zastosowania tranzystorów dużej mocy w urządzeniach energoelektronicznych. Podano informacje o wielkim postępie w dziedzinie wytwarzania tranzystorów dużej mocy. Wystarczy podać, że są już dostępne na rynku światowym wielkoprądowe tranzystory mocy na prądy do 600 A i napięcie 200...300 V oraz wysokonapięciowe tranzystory mocy na napięcie do około 2000 V. W artykule przeprowadzono porównanie między tyrystorami i tranzystorami, przedstawiono zalety tranzystorów oraz ich wady. Rozpatrzono własności tranzystorów mocy pracujących w urządzeniach energoelektronicznych. Podano dane kilkudziesięciu tranzystorów mocy produkcji zachodniej. Rozpatrzono główne zastosowanie tranzystorów mocy (wzmacnianie, przełączanie, generacja drgań).

W końcu zeszytu zamieszczono dane dotyczące diod elektroluminescencyjnych (COYP23 – podczerwień, COP462 – zielona), fotodiod (BPYP44, BPYP46) i fototranzystora (BPRP42).

Dobór artykułów jest celowy, a zeszyt jako całość interesujący. Strona edytorska zeszytu nie budzi zastrzeżeń.

ELEKTRONIZACJA – zeszyt 15: Praca zbiorowa. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności. Warszawa 1982. Nakład 5000 egz., str. 64, cena 60 zł.

Połowę zeszytu zajmują artykuły dotyczące elektroniki jądrowej. Pierwszy z nich zawiera przegląd systemów elektronicznych w elektrowni jądrowej typu PWR, tj. takiej, jaka będzie budowana nad jez. Żarnowiec. Treści tego artykułu nie będziemy streszczać, bowiem w nrze 10/1980 „Re" był zamieszczony artykuł na ten temat (tego samego autora). Warto nato-

miast powtórzyć informację podaną we wstępnej części artykułu.

„Około 2 miliardy lat temu utworzyły się w skorupie ziemskiej w okolicy Oklo w Gabonie (Afryka) naturalne reaktory jądrowe, które „były czynne" przez kilkadziesiąt tysięcy lat i wytworzyły energię cieplną rzędu 100 mld kWh. Wniosek ten nasunął się w wyniku ujawnienia, że uran z kopalń w Oklo zawiera nieco mniej izotopu 235 niż uran pochodzący z innych miejsc. Spowodowane to zostało częściowym wypaleniem uranu 235 w czasie pracy tych naturalnych reaktorów jądrowych, działających na tej samej zasadzie jak reaktory współczesnych elektrowni jądrowych. W owych czasach ruda uranowa zawierała więcej izotopu 235 niż obecnie, co przy pojawieniu się wody jako spowalniacza neutronów (moderatora) doprowadziło w szczególnych wypadkach do reakcji rozszczepiania jąder atomowych i wyzwalania energii".

Następny artykuł nosi tytuł: Aparatura kontroli dozymetrycznej elektrowni jądrowych. Promieniowanie jonizujące jest wszędzie i nikt z nas nie jest poza jego wpływem. Problem polega tylko na ilości danego rodzaju promieniowania oddziałującego na organizm. Elektrownia jądrowa, w której czynny reaktor jest źródłem różnorodnego promieniowania o wielkiej mocy, musi mieć rozbudowany system kontroli dozymetrycznej. W artykule wyjaśniono krótko źródła promieniowania, jednostki (dawne i obowiązujące obecnie SI) oraz opisano kolejno: dozymetrię indywidualną, stacjonarne urządzenia dozymetryczne i scentralizowane systemy, w które wyposaża się elektrownie jądrowe.

Trzeci artykuł zawiera informacje o pracach nad kineskopami plazmowymi. Jest wielce prawdopodobne, że stosowane obecnie powszechnie kineskopy elektronowiązkowe utrzymają swoją dominującą pozycję jeszcze bardzo długo. Poszukuje się jednak kineskopów doskonalszych, działających na odmiennej zasadzie. Mogą to być kineskopy wykorzystujące ciekłe kryształy, zjawiska elektroluminescencji, wyładowania w rozrzedzonym gazie itp.

Nad tymi nowymi rozwiązaniami są prowadzone prace głównie w USA i Japonii. Kineskopy plazmowe są właściwie ekranami plazmowymi składającymi się z wielu elementów (komórek). Każdy element jest wypełniony gazem i zawiera dwie elektrody. Źródłem świecenia jest wyładowanie elektryczne w gazie. Dwa zakresy o największej intensywności świecenia to obszar poświaty ujemnej i obszar zorzy dodatniej. Przy wymaganej w telewizji rozdzielczości liczba elementów w ekranie powinna wynosić rzędu 1 miliona.

Koncepcje dotyczące różnych rozwiązań cechują: odmienne sposoby umieszczania elektrod, sposoby adresowania, zdolność magazynowania informacji itd. W artykule dokonano przeglądu różnych rozwiązań ekranów plazmowych.

Skuteczność świetlna ekranów plazmowych nie jest wystarczająca, a systemy elektroniczne sterowania są bardzo złożone i kosztowne. Nie rokuje to zastąpienia kineskopów konwencjonalnych ekranami plazmowymi w odbiornikach TV. Natomiast w terminalach komputerowych i sprzęcie wojskowym ekrany plazmowe są już stosowane. Do wielkich ich zalet należą: płaskość ekranu i brak zniekształceń geometrycznych.

W czwartym artykule dokonano przeglądu roli elektroniki w rozpoznawaniu i leczeniu zaburzeń rytmu serca. Najbardziej celowe wydaje się wyliczenie zastosowań aparatury elektronicznej do diagnostyki i leczenia zaburzeń działania serca:
– długotrwałe monitorowanie elektrokardiogramu,
– pomiar i opracowanie danych w czasie testu wysiłkowego,
– elektrokardiografia dynamiczna (metoda Holtera),
- diagnostyka zaburzeń rytmu drogą testów stymulacyjnych,
– rejestracja potencjałów układu bodźco-wo-twórczo-przewodzącego serca,
– stymulacja pracy serca,
– defibrylacja przerywająca migotanie przedsionków lub komór serca.

Warto wspomnieć, że od pierwszego wszczepienia stymulatora serca w 1958 r. korzysta z tych urządzeń ok. 1,5 mln pacjentów, a liczba wszczepień wynosi w świecie 200 tys. rocznie. Nowoczesna technologia półprzewodnikowa umożliwiła znaczne rozbudowanie funkcji wszczepionego aparatu. Najnowszy stymulator-mikrokomputer ma masę 60 g i może pracować 10 lat bez zmiany baterii. Prowadzone są badania nad automatycznymi wszczepianymi defibrylatorami likwidującymi migotanie.

Piąty artykuł dotyczy zastosowań łączy optoelektronicznych w urządzeniach przemysłowych. Łącza takie o zasięgu do 30 m, tworzone z bardzo prostych urządzeń, mogą znaleźć zastosowanie: w układach automatyki przemysłowej, w obiektach energetyki wysokonapięciowej, w technice jądrowej, w technice medycznej i innych dziedzinach.

Przekazywanie informacji za pomocą promieniowania podczerwonego ma wiele cennych zalet, m. in.:
– niezakłócanie pracy urządzeń radiokomunikacyjnych,
– odporność na zakłócenia radioelektryczne,
– bezpieczeństwo obsługi,
– prostota stosowanych rozwiązań technicznych.

Część nadawcza zawiera układ kodujący i nadajnik promieniowania podczerwonego z diodą elektroluminescencyjną. Część odbiorcza zawiera odbiornik promieniowania i układ dekodujący. Łącza optoelektroniczne mogą być z powodzeniem wykorzystane do: zliczania przedmiotów na taśmie produkcyjnej, kontroli poziomu cieczy, sortowania elementów według naniesionych znaków, regulacji położenia przedmiotów wg krawędzi i wielu innych. Bariery optoelektroniczne i łącza refleksyjne nadają się doskonale do zabezpieczania obiektów przed włamaniem lub wkroczeniem osób niepowołanych.

Przemysłowa aparatura optoelektroniczna jest zbyt mało rozpowszechniona. Jej taniość i prostota zastosowania powinny sprzyjać szerokiemu jej wdrożeniu do przemysłu i innych dziedzin gospodarki narodowej.

W końcowej części zeszytu podano informację o nowych uruchomieniach produkcyjnych: cyfrowe bipolarne układy scalone TTL (UCY75451, UCY75452), cyfrowe układy do zastosowań spe[illegible]lnych (UCA6408, UCA6409, UCA[illegible]2, UCA64194, UCA680101, UCA64181[illegible]). Szkoda, że nie poświęcono całego numeru elektronice jądrowej. Zamieszczenie 2–3 artykułów o przemysłowych urządzeniach radioizotopowych i specyficznych możliwościach badania i pomiaru różnych wielkości fizycznych metodami radiometrycznymi ładnie uzupełniłoby przytoczone informacje o elektronice w elektrowniach jądrowych.

Strona edytorska zeszytu nie budzi zastrzeżeń.

A.W.

KSIĄŻKI NADESŁANE DO REDAKCJI

PODSTAWY SYSTEMÓW TELEWIZJI UŻYTKOWEJ – dr inż. Jan Walczyk. WKŁ. Warszawa 1982 r. Wyd. 1. Str. 190. Cena 80 zł.

Książka opisuje podstawowe prawa i zależności wykorzystywane w technice telewizji użytkowej, a także jej powiązania z optyką i techniką telewizyjną oraz ergonomią. Podaje właściwości układu optycznego, lamp analizujących, kineskopów i innych członów toru transmisyjnego.

Książka przeznaczona jest dla inżynierów i techników elektroników oraz projektantów systemów TVU.

URZĄDZENIA I SYSTEMY TELEWIZJI UŻYTKOWEJ – dr inż. Jan Walczyk. WKŁ. Warszawa 1982 r. Wyd. 1. Str. 164. Cena 70 zł.

W książce opisano konstrukcję, zasady działania i ważniejsze parametry urządzeń telewizji użytkowej, a także budowane z nich systemy telewizji użytkowej. Rysunki, schematy i tablice zawarte w pracy mogą czytelnikom ułatwić projektowanie konkretnych systemów telewizji użytkowej.

Odbiorcy: inżynierowie i technicy elektronicy.